# radio und fernsehen

Zeitschrift für Radio · Fernsehen · Elektroakustik und Elektronik

Selbstbau eines 110°-TV-Empfängers

PREIS DM 2,00 · 11. JAHRGANG
VERLAGSPOSTORT LEIPZIG · FÜR DBR BERLIN
JUNI 1962 **12**




VEB VERLAG TECHNIK · BERLIN

## AUS DEM INHALT



## OBSAH



## СОДЕРЖАНИЕ




**VEB VERLAG TECHNIK**
Verlagsleiter: Dipl. oec. Herbert Sandig
Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14.
Telefon 420019, Fernverkehr 423391, Fernschreiber 011441 Techkammer Berlin (Technikverlag), Telegrammadr.: Technikverlag Berlin

**radio und fernsehen**
Verantw. Redakteur: Dipl. oec. Peter Schäffer
Redakteure: Adelheid Blodszun, Ing. Karl Belter, Ing. Horst Jancke, Ing. Oswald Orlik
Veröffentlicht unter ZLN 5227 der DDR

**Alleinige Anzeigenannahme:**
DEWAG-WERBUNG BERLIN, Berlin C 2, Rosenthaler Str. 28/31 u. alle DEWAG-Betriebe in den Bezirksstädten der Deutschen Demokratischen Republik. Gültige Preisliste Nr. 1

**Druck:** Tribüne Druckerei Leipzig III/18/36



Erscheint zweimal im Monat, Einzelheft 2,— DM

**Bestellungen nehmen entgegen**
Deutsche Demokratische Republik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel, die Beauftragten der Zeitschriftenwerbung des Postzeitungsvertriebes und der Verlag
Deutsche Bundesrepublik: Sämtliche Postämter, der örtliche Buchhandel und der Verlag
Auslieferung über HELIOS Literatur-Vertriebs-GmbH, Berlin-Borsigwalde, Eichborndamm 141—167

**Ausland:**
Volksrepublik Albanien: Ndermarja Shetnore Botimeve, Tirana
Volksrepublik Bulgarien: Direktion R. E. P., Sofia, 11 a, Rue Paris
Volksrepublik China: Guozi Shudian, Peking, 38, Suchou Hutung
Volksrepublik Polen: P. P. K. Ruch, Warszawa, Wilcza 46
Rumänische Volksrepublik: Directia Generala a Postei si Difuziarii Presei Poltut Administrativ C. F. R. Bukarest
Tschechoslowakische Sozialistische Republik: Orbis Zeitungsvertrieb, Praha XII, Stalinova 46 und Bratislava, Leningradska ul. 14
UdSSR: Die städtischen Abteilungen „Sojuspetschatj" Postämter und Bezirkspoststellen
Ungarische Volksrepublik: „Kultura" Könyv és hirlap külkereskedelmit vállalat, P. O. B. 149, Budapest 62
Für alle anderen Länder: VEB Verlag Technik, Berlin C 2, Oranienburger Straße 13/14

## CONTENTS



## UNSERE LESER SCHREIBEN

Als Leser Ihrer Zeitschrift las ich mit großem Interesse im Heft 19 (1961) den Artikel von Klaus K. Streng „Die Vorgänge in der Antennenenergieleitung". Auch mein Fernsehempfang ist getrübt von den sogenannten Doppelkonturen, wie sie in dem obengenannten Artikel beschrieben wurden. Ich habe die Absicht, diese unangenehme Erscheinung auf irgendeine Art zu beseitigen. Trotz Überprüfung der ZF durch eine Vertragswerkstatt ergab sich keine Besserung. Ich habe nun die Absicht, eine Änderung meiner Antennenanlage vorzunehmen, die Antennenspannung ist schon jetzt etwas gering, hauptsächlich am Tage könnte es etwas besser sein.
Wie in dem Artikel geschrieben wurde, könnte eine Besserung durch Verwendung von Koaxialkabel durchgeführt werden, dadurch könnte aber die Antennenspannung noch geringer werden ...
Da ich etwas Radiobastler-Tätigkeit aufzuweisen habe, bin ich gewillt, mir einen passenden Verstärker selbst zu bauen ... Ich wäre Ihrem Verlag sehr dankbar, wenn Sie mir in dieser Angelegenheit Auskunft geben könnten.

*A. D., Mittelbach*

*Wir glauben nicht, daß der Ersatz Ihrer Antennenenergieleitung durch Koaxialkabel die Doppelkonturen auf Ihrem Bildschirm zum Verschwinden bringt. Die näher liegende Vermutung sind wohl Reflexionen außerhalb der Antenne durch Mehrwegempfang. Einen Hinweis für die Entfernung des „spiegelnden" Objektes gibt der gegenseitige Abstand der Konturen auf dem Bildschirm. Die Problematik ist allerdings zu kompliziert, um sie mit etwas „Radiobastler-Tätigkeit" beherrschen zu können. Unser Rat ist, sich an den Funkentstörungsdienst der Deutschen Post oder an eine wirklich gute Vertragswerkstatt zu wenden.*
*Eine Bauanleitung für einen Fernseh-Antennenverstärker erschien in radio und fernsehen 16 (1958) S. 510 und 511.*

*

Ich bin Oberschüler und stehe kurz vor dem Abitur. Viele Jahre schon interessiere ich mich für Hochfrequenztechnik. Speziell hat es mir die Halbleitertechnik angetan.
Ich möchte dieses Gebiet einmal studieren. Doch nirgends fand ich eine Adresse, wo dieser Zweig gelehrt wird. Bitte teilen Sie mir mit, ob dieses Gebiet einzeln gelehrt wird, und wo ich Halbleitertechnik studieren kann.

*W. K., Reinsdorf/Unstrut*

*Wenn Sie sich für Halbleitertechnik interessieren, studieren Sie Hochfrequenztechnik (Fachschulen Berlin-Lichtenberg oder Mittweida, Hochschulen Dresden oder Ilmenau). Interessieren Sie sich dagegen für die Halbleiterphysik, so studieren Sie Physik (Hochschulstudium).*
*Ein einzelnes Studium über Halbleiter gibt es nicht.*

*

... Ich bin leidenschaftlicher Bastler und möchte mir gern einen Stereoverstärker bauen. In einer Zeitschrift ist einmal ein Schaltbild gewesen. Leider war es mir nicht möglich, diese zu bekommen. Könnten Sie mir diese Zeitschrift beschaffen oder irgendein Schaltbild schicken?

*H. R., Jonsdorf*

*Eine ausgesprochene Stereoanlage (Bauanleitung) wurde im Heft 10 (1960) S. 296 ··· 299 beschrieben. Wir haben unsere Abteilung Zeitschriftenvertrieb angewiesen, Ihnen ein Exemplar dieser Nummer per Nachnahme zu übersenden. Im Prinzip können Sie für eine Stereoanlage jeden Verstärkertyp verwenden — er muß dann natürlich in doppelter Ausführung vorhanden sein, außerdem zweckmäßigerweise ein Balanceregler zur Mitteneinstellung.*

*

Da sich in der Nähe meines Heimatortes ein Flugplatz befindet, wirken sich die Funkmeßstrahlen nachteilig auf den Fernsehempfang aus. Diese Erscheinung macht sich wie folgt bemerkbar: Durch die Reflexion der Strahlen am Flugzeugkörper schwankt das Bild in seiner Helligkeit. Um die Bildqualität konstant zu halten, möchte ich Sie bitten, mir eine Bauanleitung mit Werten zu schicken, da ich mir das betreffende Filter selbst bauen möchte.

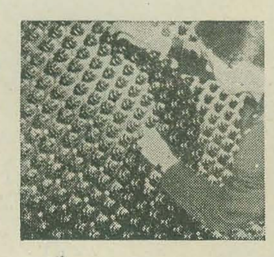
*D. G., Nähe Stralsund*

*Aus Ihrem Brief ergeben sich unseres Erachtens keine klaren Vorstellungen über die Art Ihrer Fernsehempfangsstörungen. Sie bezeichnen dieselben als verursacht durch die Radargeräte, schildern jedoch eine Erscheinung, die absolut nichts damit zu tun haben kann. Daß Flugzeuge, die zwischen Sender und Empfänger (Fernsehen und UKW-Rundfunk) durchfliegen oder -rollen, Kontrast- bzw. Lautstärkeschwankungen am Empfangsort verursachen, ist eine altbekannte Erscheinung. Da diese Störung nicht durch Interferenz mit einer anderen Frequenz verursacht werden, hilft natürlich auch kein Filter, sondern günstigstenfalls eine scharf bündelnde Antenne. Deshalb unser Rat: Wenden Sie sich mit Ihrem Problem an den Funkentstörungsdienst der Deutschen Post. Er ist für solche Fälle zuständig.*

*

Nunmehr werden im Handel die ersten Stereo-Schallplatten aus der ETERNA- und SUPRAPHON-Produktion angeboten. Das ist ein erfreulicher Fortschritt. ETERNA stellt diese neue Technik in einer besonders eindrucksvollen Einführungsschallplatte vor, die dem Interessenten demonstriert, welche Bereicherung die Wiedergabe von Musik damit erfährt.
Mir erscheint es aber auf jeden Fall erforderlich, zu dieser Einführungsschallplatte noch eine Prüf- und Testschallplatte hinzuzufügen, um all denen, die sich ihre Stereoanlagen selbst bauen, ein Mittel in die Hand zu geben, ihre selbstgebauten Anlagen überprüfen und beurteilen zu können ...

*C. S., Berlin NO 18*



**Titelbild:**

Unser Titelbild zeigt das Einstellen eines Integrators, mit dem schnelle Berechnungen vorgenommen werden können. Der Integrator steht am Lehrstuhl für mathematische Maschinen der Technischen Hochschule Moskau

Foto: Zentralbild

**Im nächsten Heft finden Sie unter anderem ...**

- Transistorkoffersuper STERN 4
- Ein Transistorsuper für Auto und Heim
- Maser und Laser
- Prüfen von Geräten und Bauelementen mit Wechselstromausgang unter Last
- Probleme der Arbeitspunkteinstellung an Transistormeßgeräten

# Nachrichten und Kurzberichte

▼ **Der neue künstliche Erdtrabant „Kosmos 5"** wurde in der Sowjetunion am 28. 5. 1962 gestartet. Die Umlaufzeit um den Erdball beträgt 102,75 Minuten, der Neigungswinkel der Bahn zum Äquator 49 Grad 4 Minuten, die größte Entfernung von der Erde 1600 km und die geringste 203 km.
„Kosmos 5" ist mit einem radiotelemetrischen System und mit radiotechnischen Vorrichtungen zum Messen der Bahn ausgestattet. Der eingebaute Sender sendet auf der Frequenz 20,008 MHz. Die übrigen an Bord befindlichen wissenschaftlichen Geräte sind für die Fortsetzung der Erforschung des kosmischen Raumes [s. radio und fernsehen 7 (1962) S. 198] bestimmt.

▼ **Eine enge Zusammenarbeit** auf wissenschaftlich-technischem Gebiet ist zwischen dem VEB Rafena, Radeberg, und dem tschechoslowakischen Fernsehgerätewerk Tesla Orava in Nizna vereinbart worden. Auch das Fernsehgerätewerk Staßfurt wird sich daran beteiligen.

▼ **Zum Imprägnieren von Hoch- und Zwischenfrequenzspulen** wird im Betrieb Tesla Bratislava eine Vorrichtung benutzt, deren unterer Teil aus einer Aluminiumplatte mit Stiften und einer Abdichtungslage aus Schaumgummi besteht. Auf die Stifte werden die auf Spulenkörpern gewickelten Spulen aufgesteckt, und dann wird die Vorrichtung von oben mit einer zweiten Aluminiumplatte zugedeckt. Die Anlage wird nun in das Imprägnierungsbad verkehrt (nur bis zur Schaumgummilage) versenkt. Die Luft im Spulenkörperinnern (nun durch den Schaumgummi abgedichtet) verhindert den Eintritt des Imprägnierungsmittels.

▼ **Das tragbare Richtfunkgerät MT 11** für Bild- und Begleittonübertragung von Tesla arbeitet im Bereich von 8,1 bis 8,5 GHz. Die Sendeleistung beträgt je nach Anodenspannung des Klystrons 100 mW oder 750 mW. Bei 750 mW Sendeleistung, einer Parabolantenne mit 1,7 m ∅ und einem Signal/Rauschverhältnis von 41 dB beträgt die Verbindungsweite 60 km.

▼ **Mit Hilfe eines sowjetischen Fernsehmikroskops** kann man die Präparate unter dem Mikroskop auf der Bildröhre eines Kontrollempfängers (PTU-2M) in 1350 bis 32 000facher Vergrößerung betrachten. Die Erwärmung des Präparates ist niedriger als 25 °C.

▼ **Der sowjetische Elektrokardiograf „Elkar-3"** zeichnet das EKG unmittelbar mit Tinte auf ein Registrierpapier auf, so daß der Arzt es sofort auswerten kann.

▼ **In Japan** und auf den Philippinen bemüht man sich gegenwärtig, unter der Bezeichnung „Asiavision" ein fernöstliches Gegenstück zur Eurovision zu schaffen.

▼ **Berichtigung:** Im Heft 1 (1962) sind uns bei dem Beitrag „Berechnung eines einfachen Siebgliedes mit hohem Siebfaktor" einige bedauerliche Druckfehler unterlaufen, die wir berichtigen möchten.
In der zweiten Gleichung auf Seite 29 ist $y^2$ durch $v^2$ und in der fünften Gleichung ist das Gleichheitszeichen hinter $a^2$ durch ein Minuszeichen zu ersetzen. Weiterhin ist in Gleichung (15) $C_2$ des ersten Faktors zu quadrieren.
Im Bild 9 ist unter der Strecke u die Teilstrecke von der gestrichelten Linie o bis zum Punkt v, b zu verstehen, während die ganze Strecke 0; Punkt v, b mit c zu bezeichnen ist.

## Siliziumproduktion

Gegenwärtig werden im VEB Spurenmetalle spezielle Produktionseinrichtungen geschaffen, damit das in der DDR dringend benötigte Reinstsilizium für die Bauelementenindustrie unter Verwendung einheimischer Rohstoffe in Großproduktion gefertigt werden kann. Die Voraussetzungen dafür wurden im Institut für Angewandte Physik der Reinststoffe, Dresden, geschaffen, das ein für die DDR neues Verfahren zur Gewinnung von Halbleitersilizium durch thermische Zersetzung von Trichlorfilan ausgearbeitet hat. Die Überleitung des Verfahrens in die Produktion erfolgte in sozialistischer Gemeinschaftsarbeit zwischen dem Institut in Dresden und dem VEB Spurenmetalle, Freiberg.

## Aluminiumoxyd aus Bad Liebenstein

Aluminiumoxyd, das die Röhrenindustrie der DDR zur Isolierung von Heizfäden in den Katodenröhrchen bisher aus Westdeutschland bezog, wird jetzt im VEB Leuchtstoffwerk Bad Liebenstein hergestellt. Dem Diplomchemiker Hans Gegner und dem Chemietechniker Gustav Graeber gelang es, binnen weniger Tage die labormäßige Entwicklung für die Herstellung von Aluminiumoxyd abzuschließen. Im Februar konnte die planmäßige industrielle Fertigung von Aluminiumoxyd aufgenommen werden. Die Produktion erfolgt nach den technischen Unterlagen und mit Apparaturen des VEB Werk für Fernsehelektronik, Berlin. Die Herstellung dieses wichtigen Erzeugnisses wird 1962 so erweitert, daß die gesamte Röhrenindustrie der DDR mit Aluminiumoxyd aus Bad Liebenstein versorgt werden kann.

## Eine Blaustiftröhre

für das Aufzeichnen von elektrischen Schwingungen ist im Institut für Elektrotechnik an der Hochschule für Elektrotechnik Ilmenau entwickelt worden. Gegenüber der bisher verwendeten Oszillografenröhre weist die Blauschriftröhre erhebliche Vorteile auf. Bei der Oszillografenröhre muß der Schwingungsvorgang laufend wiederholt werden, wenn er längere Zeit betrachtet werden soll. Dagegen wird bei der Blauschriftröhre durch ein einmaliges Schreiben ein Bild auf dem Schirm erzeugt, das ständig stehen bleibt und erst durch eine besondere Wärmebehandlung der Leuchtschrift gelöscht werden kann.
Anstelle von Glimmer wurde für den Aufbau des Röhrensystems dünnes Glas verwendet, das im VEB Glaswerke Ilmenau hergestellt wird. Dadurch können beträchtliche Devisen eingespart werden. Ein Teil der Institute an der Hochschule ist bereits mit der Blauschriftröhre beliefert worden. Die ersten Muster werden im Labor hergestellt. Die Hochschule ist bereit, anderen Instituten diese Röhren zur Verfügung zu stellen, bis die industrielle Produktion aufgenommen wird.

## Für gedruckte Schaltungen

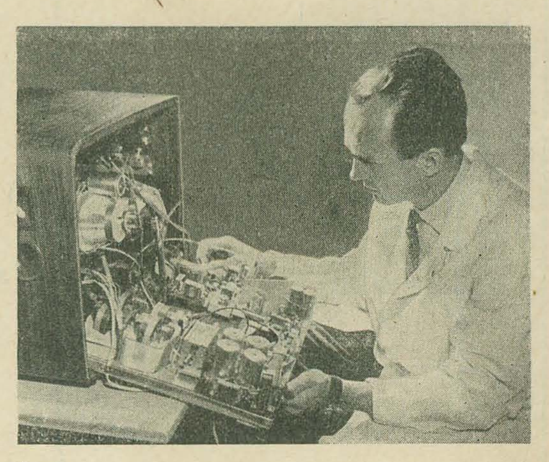
dienen der in der ČSSR erzeugte Glasschichtpreßstoff mit Kupferfolie „Cuprextit" und das Hartpapier mit Kupferfolie „Cuprexkart A", „Cuprextit" ist ein hellbis dunkelgelber Glasschichtpreßstoff, der ein- oder zweiseitig mit einer 40 µm dicken elektrolytisch erzeugten Kupferfolie plattiert ist. Der Preßstoff, der das Träger- und Isoliermaterial des fertigen Erzeugnisses bildet, ist durch Pressen und Aushärten von mit Epoxydharz getränkten Glasgewebeschichten hergestellt.
Die „Cuprextit"-Platten werden in 1 mm; 1,5 mm und 2 mm Stärke und mit den maximalen Abmessungen von 650 × 1150 mm geliefert. Die Wasseraufnahme des einseitig plattierten Materials beträgt nach vier Tagen 0,5%, Biegefestigkeit 4000 kg/cm², Abzugsfestigkeit 1 kg/cm, Oberflächenwiderstand $10^{11}$ Ω.



„Cuprexkart A", ein rotbraunes, ein- oder zweiseitig mit einer 40 µm oder 70 µm dicken elektrolytisch erzeugten Kupferfolie plattiertes Hartpapier, das das Träger- und Isoliermaterial des fertigen Erzeugnisses bildet, wird durch Pressen und Aushärten eines mit Phenolformaldehydharz getränktem Papier hergestellt.
Die „Cuprexkart A"-Platten werden in 1,5 mm und 2 mm Stärke, mit den maximalen Abmessungen von 650 × 1100 mm geliefert. Die Wasseraufnahme des einseitig plattierten Materials beträgt nach vier Tagen 1,8%, Biegefestigkeit 700 kg/cm², Abzugfestigkeit 0,8 kg/cm, Oberflächenwiderstand $5 \cdot 10^{10}$ Ω.
Der Verlustfaktor für beide Materialien beträgt bei 30 MHz maximal $5 \cdot 10^{-2}$ und die Dielektrizitätskonstante bei 1 kHz maximal 5. Die Kupferfolien sollen mittels des Sn/Pb-60/40-Lotes (bei 250 °C) leicht lötbar sein.
Der „Cuprextit"-Glasschichtpreßstoff hat den westlichen Epoxyd-Glasgeweben und das „Cuprexkart A"-Hartpapier hat dem deutschen Hp IV oder den amerikanischen XXX P Hartpapiersorten entsprechende Werte.

## Zum 2. bemannten amerikanischen Raumflug

startete am 24. Mai 1962 der 37jährige Korvettenkapitän Malcolm Carpenter. Der zweite amerikanische Kosmonaut benutzte nahezu dieselbe Bahn wie sein Vorgänger Glenn. Die Flughöhe betrug 160 bis 250 km. Nach dreimaliger Erdumkreisung landete er nordöstlich der Insel Puerto Rico im Atlantik, einige hundert Kilometer von der berechneten Landestelle entfernt. Zu seiner Bergung waren 20 Suchschiffe und 100 Suchflugzeuge eingesetzt. Während des Fluges hatte Carpenter sehr unter großer Hitze zu leiden. Mit Beginn der dritten Umkreisung traten weitere Schwierigkeiten auf. So wurde Carpenter durch Treibstoffmangel gezwungen, das Stabilisierungssystem auszuschalten. Während des Zündens der Bremsraketen versagte das automatische Kontrollsystem. Carpenter wurde auf dem Funkwege von Alan Shepard, der schon einmal ein ähnliches Raumschiff geflogen hat, beraten. Bei Eintritt in die Atmosphäre wurde durch die gewaltige Hitze die Funkverbindung unmöglich, die auch bis zur Landung nicht mehr herzustellen war.



Ein neuer tschechoslowakischer Transistorempfänger stellt sich hier vor. Er besitzt eine 47-cm-Bildröhre und ist nur 30 cm tief. Für den Service sind die Bauteile leicht zugänglich angeordnet

radio und fernsehen

ZEITSCHRIFT FÜR RADIO · FERNSEHEN · ELEKTROAKUSTIK · ELEKTRONIK

11. JAHRGANG · 2. JUNIHEFT **12** 1962

# Einseitenband-Funksprechgerät „Nedra 1"

*Das Funksprechgerät „Nedra 1" stellt die erste tragbare Station kleiner Leistung dar, die mit Einseitenbandmodulation arbeitet und in der Sowjetunion in großen Serien gebaut wird. Das Gerät wurde für den Einsatz in der Land- und Forstwirtschaft, im Transportwesen, für den Einsatz der Geologen und für andere Zweige der Volkswirtschaft entwickelt.*

Das Funksprechgerät „Nedra 1" gestattet sichere Simplex-Funkverbindungen über Entfernungen bis zu 30 km mit Stationen gleichen Typs und arbeitet im Frequenzbereich von 1600 ··· 2000 kHz. Es werden vier verschiedene Typen hergestellt, die sich jeweils in der Frequenz unterscheiden.

Ausführung A ··· 1640 kHz
Ausführung B ··· 1730 kHz
Ausführung C ··· 1850 kHz
Ausführung D ··· 1935 kHz

Die Zwischenfrequenz des Empfängers beträgt bei allen vier Ausführungen 500 kHz.
Die Reichweite hängt von der verwendeten Antenne ab. Bei Verwendung der Stabantenne von 1 m beträgt die Reichweite etwa 5 km; bei Verwendung einer Langdrahtantenne mit Gegengewicht etwa 30 km (Antennenlänge 12 m).

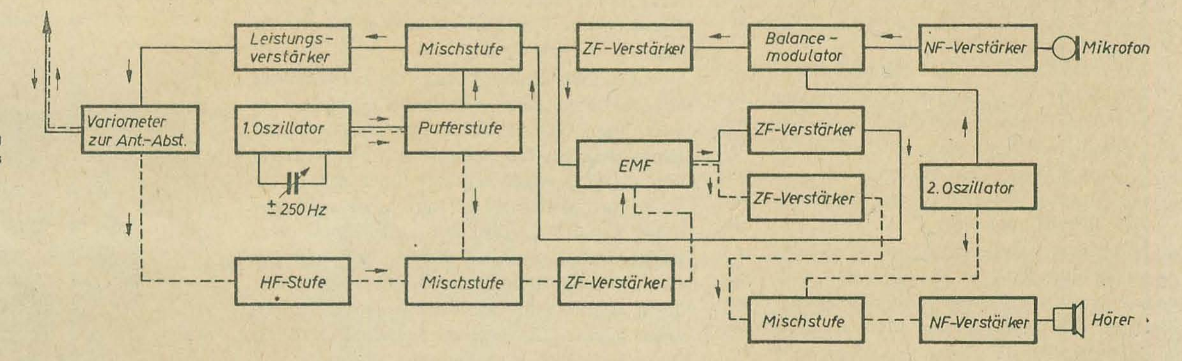



**Bild 1: Blockschaltung des Funksprechgerätes „Nedra 1"**

In der Station (Sender/Empfänger) werden 14 Röhren vom Typ 1 Ж 24 Б und eine Röhre vom Typ 2 П 5 Б verwendet. Es handelt sich hier um Subminiaturröhren.
Die Empfindlichkeit des Empfängers ist bei einer Ausgangsleistung von 1 mW besser als 0,5 $\mu$V.
Die Bandbreite des Empfängers beträgt 3 kHz.
Beim Senden wird das obere Seitenband übertragen, es wird eine HF-Bandbreite von etwa 4 kHz benötigt, Frequenzstabilität des Senders $2 \cdot 10^{-4}$.
Die Stromversorgung erfolgt durch eine Spezialbatterie. Die Spezialbatterie liefert Spannungen von 1, 2, 15, 60 und 120 V. Bei normalem Betrieb und einem Verhältnis von Empfang : Senden = 1 : 1 beträgt die Betriebsdauer der Batterie etwa 25 h.
Der Leistungsverbrauch des Empfängers liegt bei 0,5 W, der des Senders 2,5 W bei einer Antennenleistung von 0,2 ··· 0,3 W.

## Funktion und Schaltung des Gerätes

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild. Der Stromlauf beim Empfang ist mit punktierten Linien, der beim Senden mit durchgezogenen Linien gezeichnet.
Aus dem Blockschaltbild ist ersichtlich, daß einige Stufen sowohl beim Empfang als auch beim Senden benutzt werden. Die Funktion der einzelnen Stufen und des gesamten Gerätes soll anhand des Gesamtschaltbildes Bild 2 erläutert werden.

### Empfang

Von der Antenne gelangt das Signal an den Eingangskreis, gebildet durch den Kondensator $C_{46}$ und der Spule $L_{12}$.
Über den Kondensator $C_1$ wird die Hochfrequenz an das Steuergitter des HF-Verstärkers ($Rö_1$) gegeben. Die verstärkte HF gelangt über den Kondensator $C_5$ auf das Steuergitter der Mischstufe ($Rö_2$).
In den Schirmgitterkreis wird über den Kondensator $C_6$ das Signal des Oszillators eingekoppelt.
Der Ausgangskreis der Mischstufe $L_2/C_7$ ist auf die Zwischenfrequenz des Empfängers abgestimmt. Die ZF-Spannung wird dann auf das Steuergitter der 1. ZF-Verstärker gegeben ($Rö_3$).
Im Ausgang dieser Stufe liegt ein mechanisches Filter EMF (russ. ЭМФ). Über den Kondensator $C_{14}$ gelangt die ZF-Spannung, die vom Filter abgenommen wird, an das Steuergitter der 2. ZF-Verstärkerröhre ($Rö_4$), da das elektromechanische Filter eine beträchtliche Schwächung des Signals hervorruft.

Im Anodenkreis der $Rö_4$ liegt ein Resonanzkreis $L_3/C_{16}$, der auf die ZF abgestimmt ist; über $C_{17}$ gelangt die ZF-Spannung an $Rö_5$, die eine weitere Mischstufe darstellt und zur Demodulation des Einseitenbanddemodulatorsignals dient.
Die zur Demodulation erforderliche Hilfsschwingung wird über $C_{19}$ dem Schirmgitter zugeführt (Erzeugung des Kunstträgers).
Diese Hilfsschwingung wird in einem Quarz-

Bild 2: Schaltung des Funksprechgerätes „Nedra 1“

generator Rö$_9$ erzeugt und über L$_7$ induktiv ausgekoppelt.
Das an dem Arbeitswiderstand R$_{12}$ abfallende NF-Signal stellt nichts anderes dar, als eine Schwebung zwischen dem ZF-Signal, welches die Nachricht enthält, und der im Quarzgenerator erzeugten Hilfsschwingung. Über den Kondensator C$_{20}$ wird es an den Eingang des NF-Verstärkers gebracht, verstärkt und an den Hörer vom Typ TA-4 geführt (R = 2,2 kΩ).
Der erste Oszillator ist quarzgesteuert (Rö$_7$). Der Quarz liegt zwischen dem Steuergitter und dem Schirmgitter der Röhre. Der dem Quarz parallel geschaltete Drehkondensator C$_{23}$ ist vorgesehen, um Alterungserscheinungen des Quarzes oder ähnlicher Faktoren, die eine Frequenzänderung hervorrufen (z. B. Temperaturschwankungen), auszugleichen und somit eine gute Verständlichkeit des empfangenen Signals der Gegenstelle zu erreichen. Die Abstimmung des Kondensators C$_{23}$ wird deshalb auch als „Klangfarbe“ bezeichnet.
Die vom ersten Oszillator erzeugte Frequenz wird an eine Pufferstufe gegeben (Rö$_8$). Der Schwingkreis L$_4$/C$_{28}$ ist auf die Oszillatorfrequenz abgestimmt (Ausgangskreis der Pufferstufe).
Bei Empfang gelangt die HF-Spannung über C$_6$ an die Mischstufe (Rö$_2$).

Senden

Die Sprachfrequenz gelangt vom Mikrofon M an das Steuergitter der Rö$_{10}$, die als erster NF-Verstärker arbeitet. Das Mikrofon ist eine Sprechkapsel vom Typ MK-10 (R = 2,2 kΩ).
Nach einer weiteren Verstärkung in Rö$_{11}$ gelangt die NF an den Modulationstrafo des Gegentaktmodulators Tr$_1$.
Der Gegentaktmodulator dient unter Formierung des Einseitenbandsignals zur Unterdrükkung des Trägers. Er besteht aus Tr$_1$, zwei Dioden vom Typ D2E, den Kondensatoren C$_{36}$, C$_{37}$ und der Spule L$_8$.
Bei genauer Balancierung des Modulators erreicht man eine zehnfache Trägerunterdrückung. Das so entstandene DSB-Signal (Doppel-Seiten-Bandsignal mit unterdrüktem Träger) wird induktiv über die Spule L$_8$ ausgekoppelt und gelangt an den Gitterkreis von Rö$_{12}$, die das DSB-Signal verstärkt. Im Anodenkreis dieser Stufe liegt das elektromechanische Filter EMF, welches das obere Seitenband ausfiltert und das untere unterdrückt. Es erfolgt eine Dämpfung des unerwünschten Seitenbandes um das 100 ··· 150fache gegenüber dem erwünschten Seitenband.
Man erhält am Ausgang des Filters jetzt ein Einseitenbandsignal, welches an das Steuergitter von Rö$_{13}$ sowie nach einer weiteren Verstärkung an die Mischröhre Rö$_{14}$ gelangt.
Die Oszillatorspannung wird über den Kondensator C$_{29}$ an die Mischstufe gegeben. Der Ausgangskreis ist auf die Sendefrequenz abgestimmt. Über C$_{44}$ gelangt die HF-Spannung an das Steuergitter der Leistungsstufe Rö$_{15}$.
Der Ausgangskreis der Leistungsstufe wird durch den Kondensator C$_{46}$ und der Spule L$_{12}$ gebildet.
Induktiv über die Spule L$_{13}$ gelangt die HF an das Antennenvariometer L$_{14}$ (L$_{15}$). Das Prinzip dieses Variometers ist sehr interessant. Die Spulen befinden sich auf einem Ringkern aus einem ferromagnetischen Werkstoff. Spule L$_{15}$ dient zur Herstellung eines Magnet-

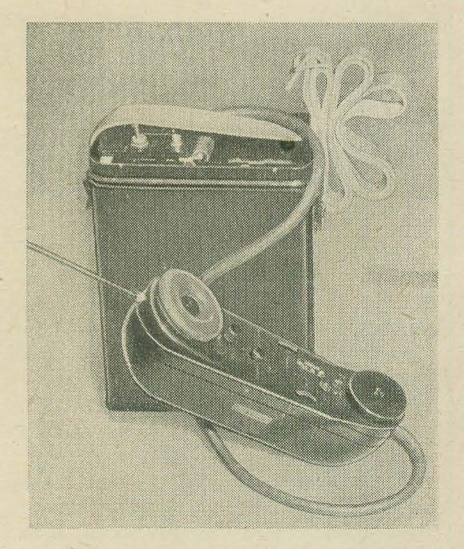


Bild 3: Ansicht des Funksprechgerätes „Nedra 1“

feldes, dessen Feldlinien in die Spule $L_{14}$ übergreifen und somit deren Induktivität beeinflussen.
Mit Hilfe des Potentiometers $R_{33}$ läßt sich der Strom in der Spule $L_{15}$ von 10 ··· 50 mA und somit die Stärke des Magnetfeldes einregeln; somit erfolgt gleichzeitig eine Veränderung der Induktivität der „Variometerspule" $L_{14}$.
Als Antennenstromindikator wird eine kleine Glimmlampe vom Typ MN-5 verwendet. Bei nicht abgestimmter Antenne ist die Spannung am Schwingkreis $L_{12}/C_{46}$ sehr groß und die Lampe brennt hell. Beim Verändern der Antennenabstimmung zum Resonanzpunkt nimmt die Spannung ab und die Lampe brennt nur noch schwach. Im Resonanzfalle, bei richtig abgestimmter Antenne, tritt ein Minimum an Glimmentladung an der Glimmlampe auf.
(Bei der vom Sender abgegebenen kleinen HF-Leistung wendet man keine Maximumanzeige an, da auch die Glimmlampe einen Teil der HF-Spannung zur Anzeige verbraucht).
Die Kopplung des Senderausgangskreises mit der Antenne ist nicht veränderbar. Man hat hier einen Kompromiß geschlossen, so daß sowohl günstige Verhältnisse beim Senden als auch beim Empfang auftreten. (Der Ausgangskreis des Senders ist auch gleichzeitig Eingangskreis des Empfängers).
Die Stromversorgung des Senders und Empfängers erfolgt durch eine Trockenbatterie, mit Spannungen von 1, 2, 15, 60 und 120 V. Die Konstruktion des Gerätes wurde in Form eines großen Handapparates ausgeführt. Die Maße des Gerätes betragen 285 × 190 × 100 mm. Die Masse der Station beträgt 800 g, die der gesamten Station mit Zubehör in einer Transportkiste etwa 5 kg.
Die Teile des Gerätes sind auf zwei Platten montiert, wobei die gedruckte Schaltungstechnik (fotochemisches Verfahren) angewandt wurde. Die eine Platte enthält die Teile des Senders, die andere die des Empfängers. Zwischen den Platten ist das elektromechanische Filter (EMF) mit einer Schelle befestigt. Das Filter ist hermetisch geschlossen. Die Anschlüsse werden über keramische Durchgangsisolatoren herausgeführt. Die Schwingkreisspulen sind auf Polystyrolkörper aufgebracht, wobei Ferritkerne und Kerne aus Karbonyleisen verwendet werden. Auf der Frontplatte des Gerätes befinden sich als Bedienungsorgane ein Knopf zur Abstimmung der Frequenz des ersten Quarzgenerators ($C_{23}$), der Knopf für die Antennenabstimmung, ein Knopf zur Regulierung der Lautstärke sowie ein Druckknopf zum Umschalten Empfang-Senden. Dieser Knopf läßt sich nach einer Drehung um 90 Grad, verriegeln, so daß der Sender dauernd strahlt, was sich vorteilhaft bei längeren Funkgesprächen erweist.

*Nach „Radio" 1 (1961)* *Fietsch*

# Neutralisation von Transistoren in ZF-Verstärkerstufen

*Dipl.-Ing. KLAUS RATHMANN*

## Rückführungen allgemein

Ein Verstärker nimmt eine elektrische Größe auf — sei es Strom, Spannung oder die Verknüpfung beider, die Leistung — um sie zu verstärken und an den Lastwiderstand abzugeben. Dabei kann der Lastwiderstand selbstverständlich wieder ein neuer Verstärkereingang sein. Die Aufgabe des Verstärkers ist also, eine elektrische Größe im Eingang aufzunehmen und verstärkt an den Ausgang abzugeben.
Wird nun aber eine elektrische Größe vom Ausgang auf den Eingang zurückgebracht, so spricht man von einer Rückführung, wenn sie gewollt ist — von Rückwirkung, wenn sie sich ungewollt einstellt. Rückführung und Rückwirkung können als Rückkopplung und Gegenkopplung wirken. Damit ändern sich aber die Verstärkereigenschaften.
Die Verstärkereigenschaften sind:

1. der Eingangswiderstand
2. der Ausgangswiderstand
3. die Verstärkung
4. der Phasengang; bzw. die untere und obere Grenzfrequenz

Kann man einerseits die Eigenschaften eines Verstärkers durch sinnvolle Anwendung der Rückführung den Wünschen und Forderungen entsprechend verändern, so ist es andererseits unerwünscht, wenn unbeabsichtigte oder unkontrollierte Rückwirkungen die Funktion u. U. völlig in Frage stellen. Ist beispielsweise die Rückkopplung zu groß, so können Eigenschwingungen entstehen. Schwingende ZF-Verstärker sind hinreichend bekannt.
Wie sich die Eigenschaften eines Verstärkers bei Rückführungen verhalten, hängt davon ab, ob ein Teil der Ausgangsspannung oder des Stromes zurückgeführt wird und ob er in Reihe oder parallel zum Eingang geschaltet wird.

Betrachten wir die Verhältnisse an einem Beispiel. Bild 1 zeigt einen Verstärker in Vierpoldarstellung.

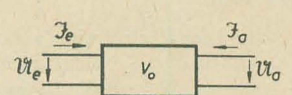



**Bild 1: Verstärker in Vierpoldarstellung**

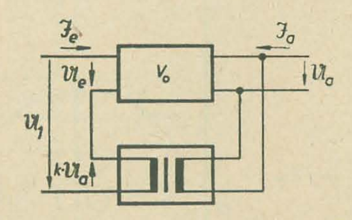



**Bild 2: Verstärker mit Rückführung, die als Rückkopplung wirkt**

Der Verstärker habe die Verstärkung

$$\mathfrak{v}_0 = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e} \tag{1}$$

Vom Ausgang wird ein Teil der Spannung zurückgeführt und mit dem Eingang in Reihe gelegt (Bild 2). Das geschieht mit einem Transformator mit ü = k. Der Windungssinn sei so, daß

$$\mathfrak{U}_e = \mathfrak{U}_1 + k\mathfrak{U}_a \tag{2}$$

$$\mathfrak{U}_1 = \mathfrak{U}_e - k\mathfrak{U}_a \tag{2a}$$

und die Verstärkung mit Rückführung

$$\mathfrak{v} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_1} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e - k\mathfrak{U}_a} \tag{3}$$

$$= \frac{\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e}}{1 - k\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e}} = \frac{\mathfrak{v}_0}{1 - k\,\mathfrak{v}_0} \tag{3a}$$

ist.

Gleichung (3a) zeigt, daß die Verstärkung mit Rückführung größer als ohne Rückführung ist, sie wirkt als Rückkopplung. Für $k\mathfrak{v}_o = 1$ oder $\mathfrak{U}_e = k\mathfrak{v}_o$ wird $\mathfrak{v} \to \infty$ und es setzen Schwingungen ein.
Ändern wir die Phasenlage, indem wir den Transformator umpolen (Bild 3), dann wird

$$\mathfrak{U}_e = \mathfrak{U}_1 - k\mathfrak{U}_a \tag{4}$$

$$\mathfrak{v} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_1} = \frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e + k\,\mathfrak{U}_a} \tag{5}$$

$$= \frac{\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e}}{1 + k\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e}} = \frac{\mathfrak{v}_o}{1 + k\,\mathfrak{v}_o} \tag{5a}$$

Die Verstärkung nimmt ab. Wir erhalten eine Gegenkopplung.
Betrachten wir die Änderung des Eingangswiderstandes durch die Rückführung und nehmen an, $\mathfrak{I}_e$ würde konstant gehalten.
Ohne Rückführung ist der Eingangswiderstand

$$\mathfrak{R}_e = \frac{\mathfrak{U}_e}{\mathfrak{I}_e} \tag{6}$$

Mit Gegenkopplung ergibt sich

$$\mathfrak{R}_e' = \frac{\mathfrak{U}_1}{\mathfrak{I}_e} = \frac{\mathfrak{U}_e + k\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{I}_e} \tag{7}$$

$$= \frac{\mathfrak{U}_e}{\mathfrak{I}_e}\left(1 + k\frac{\mathfrak{U}_a}{\mathfrak{U}_e}\right) \tag{7a}$$

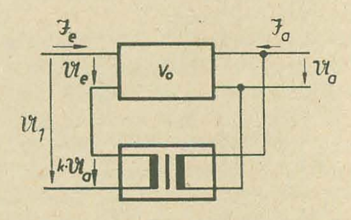



**Bild 3: Verstärker mit Rückführung, die als Gegenkopplung wirkt**

$$= \mathfrak{R}_e (1 + k\mathfrak{v}_o) \qquad (7b)$$

Der Eingangswiderstand mit Gegenkopplung ist größer als ohne Gegenkopplung.
Mit Rückkopplung ergibt sich entsprechend

$$\mathfrak{R}_e'' = \mathfrak{R}_e (1 - k\mathfrak{v}_o) \qquad (8)$$

eine Verkleinerung des Eingangswiderstandes. In gleicher Weise können der Phasengang und der Ausgangswiderstand berechnet werden.
Aus diesen Betrachtungen ist zu entnehmen, daß es von der Phasenlage der zurückgeführten Spannung zur Eingangsspannung abhängt, ob man eine Rückkopplung oder eine Gegenkopplung erhält.
Die Phasenlage wird aber nicht nur durch die Rückführung allein bestimmt, sondern auch durch den Phasengang des Verstärkers. Dieser ist besonders stark, wenn Resonanzkreise als Lastwiderstände benutzt werden, denn innerhalb der Bandbreite ändert sich die Phasenlage um 90°.
Man kann sich daher leicht vorstellen, daß Resonanzverstärker mit Rückwirkungen keine symmetrische Durchlaßkurve mehr besitzen, da die Größe der Rückwirkung frequenzabhängig ist. Es kann vorkommen, daß eine ZF-Stufe nur bei Verstimmung des Ausgangskreises Eigenschwingungen erzeugt, weil dann die Schwingbedingungen erfüllt sind.

## Die Gitter-Anoden-Kapazität bei Röhren und die Rückwirkungskapazität bei Transistoren

Betrachtet man die gebräuchlichsten Verstärkerelemente, die Röhre und den Transistor, so stellt man fest, daß beiden eine Rückführung eigen ist.
Bei der Röhre (Bild 4) ist es die Gitter-Anoden-Kapazität $C_{ga}$, die einen Strom von der Anode auf das Gitter zurückführt. Bei Pentoden ist diese unerwünschte Kapazität durch die Einführung des Schirmgitters wesentlich kleiner als bei Trioden, weshalb in ZF-Verstärkern hauptsächlich Pentoden eingesetzt werden.

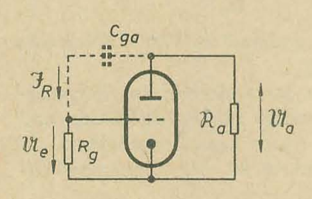



Bild 4: Rückführung über die Gitter-Anoden-Kapazität

Der Aufbau eines pnp-Transistors entspricht zwei gegensinnig in Reihe geschalteter Dioden (Bild 5), die sich durch den geringen Abstand der beiden Sperrschichten von einigen Tausendstel Millimetern gegenseitig beeinflussen. Die Basis-Emitter-Strecke ist dabei in Durchlaßrichtung gepolt, die Basis-Kollektor-Strecke in Sperrichtung.
Bei der meist angewandten Emitterschaltung liegt die Eingangswechselspannung zwischen Basis und Emitter und die Ausgangsspannung zwischen Kollektor und Emitter. Zwischen Ausgang und Eingang liegt also nur eine Sperrschicht, die selbstverständlich einen endlichen Sperrwiderstand und eine Sperrschichtkapazität besitzt, denn zwei verschiedene Potentiale liegen auf beiden Seiten der Sperrschicht.

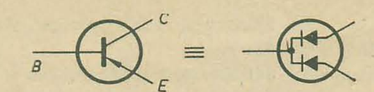



Bild 5: Symbolische Darstellung des Transistors

Der Sperrschichtwiderstand und die Sperrschichtkapazität sind parallel geschaltet „zu denken" und stellen den schädlichen Rückwirkungswiderstand dar.
An dieser Stelle wird verständlich, weshalb die Basisschaltung in der die Eingangsspannung am Emitter liegt, geringere Rückwirkungswiderstände besitzt. Hier liegen zwischen Eingang und Ausgang zwei Sperrschichten.
Auch läßt sich leicht einsehen, daß die Rückwirkungskapazität von der Basis-Kollektor-Spannung abhängig ist. Mit wachsender Basis-Kollektor-Spannung wird die Sperrschicht breiter und die Kapazität sinkt. Der Emitterstrom hat keinen Einfluß auf diese Kapazität. Das Ersatzschaltbild aus Widerständen und Kapazitäten zeigt Bild 6. Die angegebenen Werte entsprechen einem Transistor ähnlich OC 871.
So wie bei Röhren die dynamische Eingangskapazität, ist bei Transistoren der Einfluß der Rückwirkung von der Verstärkung und der Phasenlage zwischen Eingangsspannung und Ausgangsspannung abhängig. Die Phasenlage ändert sich je nach induktiver oder kapazitiver Last. (Bei Resonanzverstärkern entsprechend der Abweichung von der Resonanzfrequenz.)

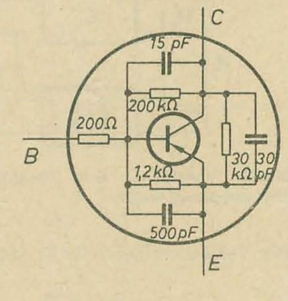



Bild 6: Ersatzschaltbild eines Transistors

## Neutralisation

Um den Einfluß der Rückwirkung auszuschalten, verwendet man die Neutralisation. Sie bedeutet nichts anderes als die beabsichtigte Rückführung eines Stromes vom Ausgang auf den Eingang. Er ist ebenso groß wie jener, der durch die Rückwirkung auf den Eingang gelangt, aber um 180° in der Phasenlage gedreht. Dadurch heben sich Rückwirkung und Rückführung auf. Dieses Prinzip ist nichts anderes, als das einer Brückenschaltung, in der die beiden Diagonalspannungen voneinander unabhängig sind. Im Bild 7 ist die Schaltung einer ZF-Stufe in der üblichen Zeichnungsart und im Bild 8 als Brückenschaltung dargestellt.
Die gegenphasige Spannung wird durch eine Anzapfung der Kreiswicklung erzeugt, indem die Anzapfung geerdet ist. Dann führen beide Wicklungsenden HF-Spannung gegenüber Erde. Die gegenphasige Spannung kann aber auch von der Auskoppelwicklung für die Basisspannung des folgenden Transistors (bei entsprechender Polung) oder durch eine eigene Neutralisationswicklung erzeugt werden.
Um einen Koppelkondensator für die galvanische Trennung von Kollektor und Basis einzusparen, ist der Neutralisationszweig nicht als Parallelschaltung sondern als Reihenschaltung ausgeführt.
Die Ersatzreihenschaltung ist von der Frequenz abhängig und nur für eine feste, bestimmte Frequenz gleich der Parallelschaltung. Durch die geringe Bandbreite in ZF-Verstärkern ist diese Umwandlung erlaubt.

## Berechnung der Neutralisation

Die Umrechnung der Parallelschaltung des Rückwirkungswiderstandes auf die Reihenschaltung ergibt

$$R_S = \frac{R_{rü}}{1 + \omega^2 \cdot C_{rü}^2 \cdot R_{rü}^2} \qquad (9)$$

$$C_S = C_{rü}\left(1 + \frac{1}{\omega^2 \cdot C_{rü}^2 \cdot R_{rü}^2}\right) \qquad (10)$$

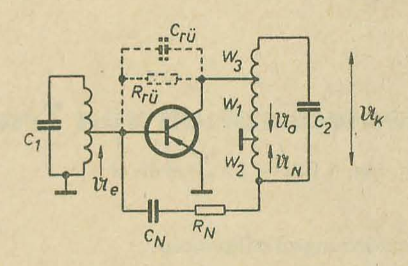



Bild 7: Neutralisierte ZF-Stufe (ohne Gleichstromversorgung)

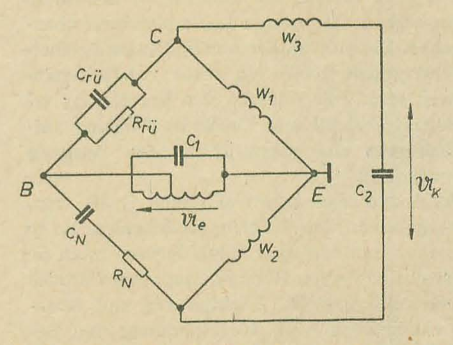



Bild 8: Neutralisierte ZF-Stufe als Brückenschaltung gezeichnet

Im Bild 7 sind die Teilspannungen $\mathfrak{U}_a$ und $\mathfrak{U}_N$ proportional der dazugehörenden Windungszahl und bestimmen mit den Rückwirkungswiderständen die Neutralisationswiderstände.

$$\frac{R_N}{R_S} = \frac{W_2}{W_1} \qquad (11)$$

$$\frac{C_N}{C_S} = \frac{W_1}{W_2} \qquad (12)$$

Die Wicklung $W_2$ ist dabei die Neutralisationswicklung.

## Messung der Neutralisation

Die Berechnung der Neutralisationswiderstände und -kapazitäten ist nur in den wenigsten Fällen möglich. Soll z. B. in der Reparaturwerkstatt ein schadhafter Transistor durch einen entsprechenden aus einer anderen Fertigung ersetzt werden, sind oft die Kenndaten

der Transistoren und die Wickeldaten der Spulen für eine Berechnung nicht bekannt. Die Kenndaten der Transistoren sind vom Arbeitspunkt abhängig, werden jedoch vom Hersteller nur für einen bestimmten Arbeitspunkt angegeben, der nur selten dem der Schaltung entspricht. Zudem ändern sich diese Kennwerte von Exemplar zu Exemplar, und die veröffentlichten Werte stellen nur Mittelwerte dar.

Die Industrieschaltungen haben in den seltensten Fällen eine individuelle Neutralisation, und meist wird der Neutralisationswiderstand eingespart. So kann angenommen werden, daß viele Industriegeräte eine Fehlneutralisation besitzen. Die zulässige Fehlneutralisation ist von den verwendeten Transistoren und der Auslegung der Schaltung abhängig und kann berechnet werden.

Aus diesen Betrachtungen ergibt sich, daß es bei Selbstbau von ZF-Verstärkern oder bei Auswechseln von ZF-Transistoren günstiger ist, die Neutralisation meßtechnisch einzustellen, als sie zu berechnen. Im folgenden werden drei Meßverfahren beschrieben.

Im Prinzip ist jedes Meßverfahren ein Brückenabgleich, d. h. eine Spannung wird an eine Brückendiagonale angelegt und die Spannung der anderen zu Null gemacht oder bei unvollkommener Neutralisation zu einem Minimum.

### Meßverfahren I

Bild 9 zeigt die Meßanordnung zur Einstellung der Neutralisation. Der HF-Sender wird über eine kleine Kapazität von etwa 5 pF an den Kollektorkreis des Transistors, der neutralisiert werden soll, angeschlossen. An das heiße Ende des Basiskreises vor dem Transistor legt man ein empfindliches Röhrenvoltmeter. Beide Kreise werden nachgeglichen, weil die zugeschalteten Kapazitäten eingestimmt werden müssen. Durch Verändern der Neutralisationskapazität und des -widerstandes wird auf Minimum abgeglichen.

Ist eine Meßmöglichkeit für kleine Kapazitäten vorhanden, wird man einen Trimmer zum Abgleich verwenden und eine Festkapazität entsprechender Größe in das Gerät einlöten.

Existiert keine Kapazitätsmeßbrücke, hat sich eine andere Möglichkeit als brauchbar erwiesen. Auf einem etwa 15 mm langen CuL-Draht von 0,5 ··· 0,7 mm ∅ wird ein zweiter Draht von 0,1 ··· 0,15 mm ∅ (günstig ist ein Lack-Seide-Draht) Windung an Windung gewickelt und mit Polystyrolkleber festgelegt. Je ein Drahtende von beiden Drähten wird abisoliert und als Kapazität eingelötet. Durch Ab- und Aufwickeln kann die Kapazität dieses „Wickeltrimmers" gut verändert werden.

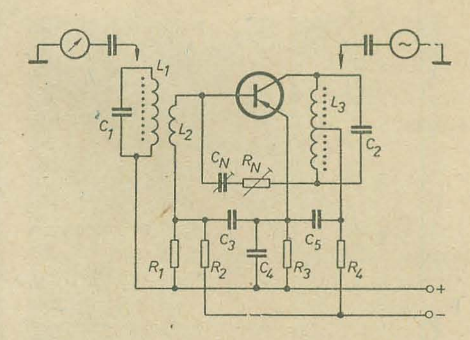



**Bild 9: Meßanordnung zur Einstellung der Neutralisation**

Nach dem Abgleich ist ein zweites Verkleben notwendig. Polystyrolkleber besitzen eine andere Dielektrizitätskonstante als Luft. Deshalb unterscheidet sich die Kapazität mit und ohne Kleber. Wird das nicht beachtet, verändert sich der Abgleich. Dieser „Wickeltrimmer" kann in der Schaltung verbleiben.

Anstelle des Röhrenvoltmeters kann ebenso ein Oszillograf mit geeignetem Meßverstärker benutzt werden.

Nachteilig zeigt sich bei diesem Meßverfahren, daß die meisten Röhrenvoltmeter zu wenig empfindlich sind. Dadurch kann das Minimum nicht genau genug festgestellt werden.

### Meßverfahren II

Will man die Brücke in umgekehrter Richtung abgleichen — Einspeisung an der Basis, Messung des Minimums am Kollektor — so geht das nicht ohne weiteres, da zwischen Basis und Kollektor eine Verstärkung des Signals erfolgt.

Es wurde bereits festgestellt, daß im Transistoraufbau die Rückwirkungskapazität der Sperrschichtkapazität des Basis-Kollektor-Überganges und der Rückwirkungswiderstand dem Sperrschichtwiderstand entspricht. Diese Werte sind vom Strom durch die Sperrschicht (Kollektorstrom) nicht abhängig, sondern nur von der Basis-Kollektor-Spannung. Man kann also den Strom zu Null machen. Erst dann ergibt sich die Möglichkeit der Neutralisationsmessung. Der Transistor wirkt nur als Kapazität, nicht als Verstärker.

In der vollständigen Schaltung wird die Emitterleitung des zu neutralisierenden Transistors aufgetrennt und ein normaler Brückenabgleich durchgeführt. Dazu wird an den Eingang des Mischtransistors eine modulierte HF- oder ZF-Spannung angelegt. Diese soll so groß wie möglich sein, jedoch am Eingang des Transistors, der vor der zu neutralisierenden Stufe liegt, 5 mV nicht überschreiten, da dann Übersteuerung und Verzerrungen auftreten.

Da man zum Abgleich modulierte Spannungen benutzt, kann der NF-Verstärker als Meßverstärker ausgenutzt und das Minimum am Lautsprecher gemessen werden. Es ist günstig, als Outputmeter ein empfindliches Röhrenvoltmeter zu verwenden.

Die Eingangs- bzw. Ausgangskapazität des Transistors ist in den Basis- bzw. Kollektorkreis mit eingestimmt. Wird die Emitterzuleitung unterbrochen, fallen diese Kapazitäten weg. Deshalb müssen die Kreise vor und nach dem Neutralisationsvorgang nachgeglichen werden.

Betrachtet man das Ersatzschaltbild des Transistors im Bild 6, so ist zu erkennen, daß bei unangeschlossenem Emitter die Reihenschaltung der Basis-Emitter-Kapazität mit der Kollektor-Emitter-Kapazität parallel zur Rückwirkungskapazität liegt. Man wird also mit diesem Meßverfahren keine exakte Neutralisation erreichen können. Für die Reparaturpraxis in der Werkstatt wird es völlig ausreichen, wenn z. B. bei Wechsel der ZF-Transistoren eine Neueinstellung der Neutralisation notwendig wird. Nur bei ZF-Stufen mit mehrkreisigen Bandfiltern hoher Güte kann die Wirksamkeit in Frage gestellt sein.

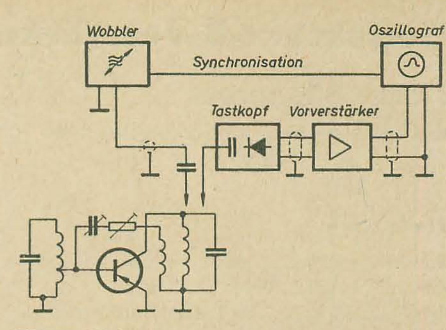



**Bild 10: Meßanordnung zur Einstellung der Neutralisation mit Wobbler und Oszillograf**

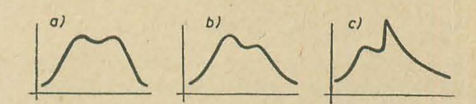



**Bild 11: Typische Kurvenzüge auf dem Bildschirm, a) bei vollständiger, b) und c) bei unvollständiger Neutralisation**

### Meßverfahren III

Ein weiteres Verfahren, das eine exakte Neutralisation ermöglicht, wurde in [4] beschrieben. Bild 10 zeigt die Meßanordnung. Ein Wobbelsender wird zusammen mit einem Oszillografen über Kondensatoren von etwa je 5 pF an den Kollektorkreis angeschlossen, der zu dem zu neutralisierenden Transistor gehört. Da nicht erwartet werden kann, daß die Empfindlichkeit des Oszillografen ausreicht, ist ein Vorverstärker mit Tastkopf notwendig. In der angeführten Arbeit wird dafür ein breitbandiger Resonanzverstärker empfohlen. Besser sollte es jedoch sein, den Tastkopf mit einer Demodulationsschaltung auszuführen, weil dann ein NF-Verstärker als Vorverstärker ausreicht.

Vor dem Abgleich werden alle Kreise außer dem Kollektorkreis, an den die Meßgeräte angeschlossen sind, verstimmt. Zuerst wird der Kollektorkreis auf die Resonanzfrequenz abgeglichen, um die Kapazitäten der Meßgeräte einzustimmen, danach der Basiskreis vor dem Transistor. Auf dem Bildschirm ergibt sich bei vollständiger Neutralisation ein Kurvenzug wie bei einem überkritisch gekoppelten Bandfilter (Bild 11a). Liegen die beiden Höcker nicht symmetrisch zur Zwischenfrequenz, muß die Neutralisationskapazität verändert werden. Zum Schluß wird der ZF-Verstärker normal abgeglichen.

Dieses Verfahren ist etwas aufwendig, ermöglicht aber eine exakte Neutralisation. Es sollte vor allem dort angewandt werden, wo man oft neutralisieren muß, denn die Neutralisation selbst erfordert nur kurze Zeit.

### Literatur


[1] Engelmann: Die Neutralisation; Funkschau 18 (1961) S. 481

[2] Wetzler: Bandfilter für Transistor-ZF-Verstärker; Funkschau 12 (1960) S. 311

[3] Weitzsch: Einige theoretische Untersuchungen zur Leistungsübertragung und Stabilität in transistorbestückten ZF-Verstärkern bei Verwendung von Bandfiltern; Valvo Berichte Band V, Heft 3, S. 98

[4] Richter: Praxis der Neutralisierung von Transistor-ZF-Verstärkern; Funktechnik 3 (1960) S. 75

# Gegentakt-B-Verstärker mit Transistoren OC 831 Teil 2 und Schluß

CLEMENS HÖRINGER

*Mitteilung aus dem Institut für Halbleitertechnik, Teltow*

### Treiberstufe

Die Treiberstufe muß die erforderliche Steuerleistung für die Endstufe aufbringen.
Die Sekundärseite des Treibertransformators ist je Wicklungshälfte mit dem Widerstand $R_s$ belastet.

$$R_s = \frac{U_{St\,max}}{I_{St\,max}} \tag{46}$$

Die Selbstinduktion der Sekundärwicklung $W_2$ ist dann mit $R_s$ und der unteren Grenzfrequenz $f_u$

$$L_2 = \frac{R_s}{\omega_u} \tag{47}$$

Um die Übertragerverluste klein zu halten, ist der Gleichstromwiderstand R je Wicklungshälfte auf $R = 0{,}1 \cdot R_s$ zu beschränken.
Das Übersetzungsverhältnis ist noch von der auf der Primärseite maximal vorhandenen Wechselspannung $U_{a\,max}$ abhängig.
Mit

$U_{CO}$ der Kollektorrestspannung,
$U_{Em}$ der Spannung am Emitterwiderstand und
$U_{Tr}$ dem Spannungsverlust in der Trafowicklung

erhält man

$$U_{a\,max} = |U_0| - |U_{CO}| - |U_{Em}| - |U_{Tr}| \tag{48}$$

Das Übersetzungsverhältnis des Treibertransformators ergibt sich dann zu

$$ü = \frac{W_2}{W_1} = 0{,}8\,\frac{U_{a\,max}}{U_{St\,max}} \tag{49}$$

(Der Faktor 0,8 wird wegen des Spannungsverlustes im Übertrager gewählt.)
und der Kollektorspitzenstrom der Treiberstufe

$$I_{C\,max} = \frac{I_{St\,max}}{ü} \tag{50}$$

Aus Sicherheitsgründen stellt man einen Kollektorstrom

$$I_C \geqq 1{,}1 \cdot I_{C\,max} \tag{51}$$

mit Hilfe des Emitterwiderstandes ein, dessen Größe aus

$$R_{Em} = \frac{U_{Em}}{I_C \approx I_E} \tag{52}$$

berechnet werden kann.

### Treiberübertrager

Den Blechschnitt für den Treiberübertrager dimensioniert man erfahrungsgemäß eine DIN-Größe kleiner als den des Ausgangstrafos.
Der primäre Wechselstromwiderstand ergibt sich zu

$$R_P = ü^2 \cdot R_s \tag{53}$$

und die Primärinduktivität

$$L_1 = \frac{R_p}{\omega_u} \tag{54}$$

## Berechnungsbeispiel für einen Gegentakt-B-Verstärker mit Stromsteuerung

Der Gegentaktverstärker ist für eine Batteriespannung von $U_0 = 6$ V ausgelegt und zeichnet sich durch eine gute Tonwidergabe und einen hohen Wirkungsgrad aus. Die Gegentaktendstufe (Bild 5), mit den Transistoren 2 × OC 831 bestückt, arbeitet über den Ausgangstransformator auf einem Lastwiderstand von 8 Ω, an dem bei Vollaussteuerung eine Wechselspannung von 4,4 $V_{eff}$ abfällt. Das entspricht einer Ausgangsleistung von 2,4 W.

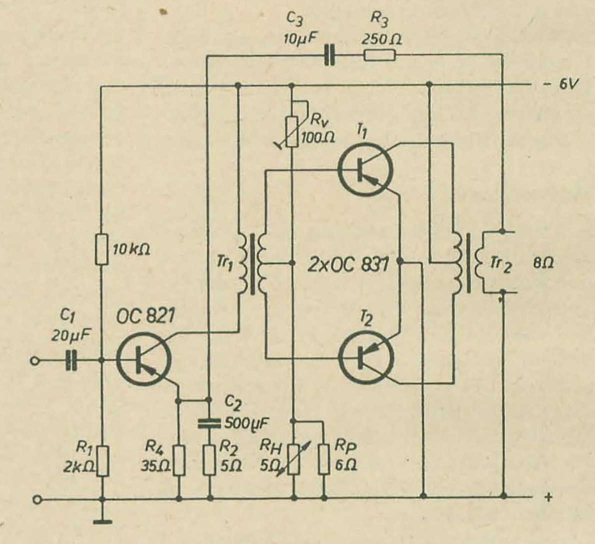



**Bild 5: Schaltung des Gegentakt-B-Verstärkers**

Die Treiberstufe ist mit dem Transistor OC 821 versehen und steuert über den Treibertransformator die Endstufe im Gegentakt aus. Eine Gegenkopplung vom Ausgangstrafo auf den Emitter des Treibertransistors wirkend, setzt die nichtlinearen Verzerrungen herab. Für volle Aussteuerung ist am Verstärkereingang bei einem Eingangswiderstand von 500 Ω eine Eingangsspannung von 0,12 $V_{eff}$ erforderlich.

### Kenndaten der im vorliegenden Verstärker verwendeten Leistungstransistoren OC 831

| | Transistor I | Transistor II | |
|---|---|---|---|
| $I_{B1}$ ($I_C$ = 100 mA) | 1,8 | 1,8 | in mA |
| $I_{B2}$ ($I_C$ = 500 mA) | 13 | 12 | in mA |
| $U_{B1}$ ($I_C$ = 100 mA) | 0,26 | 0,26 | in V |
| $U_{B2}$ ($I_C$ = 500 mA) | 0,42 | 0,44 | in V |
| $U_{CEO}$ ($I_C$ = 100 mA) | 0,54 | 0,56 | in V |
| $\beta_1$ ($I_C$ = 100 mA) | 56 | 56 | |
| $\beta_2$ ($I_C$ = 500 mA) | 38 | 41 | |
| $\beta$-Abfall $= \frac{\beta_2}{\beta_1}$ | 0,68 | 0,73 | |

Nach diesen Tabellenwerten sind die Bedingungen für die Auswahl von Transistorpaaren für Gegentaktstufen wie

$$\frac{I_{B\,I}}{I_{B\,II}} \leqq 1{,}2 \quad \text{und} \quad \frac{U_{EB\,I}}{U_{EB\,II}} \leqq 1{,}2$$

erfüllt.

### Rechengang

Unter Zugrundelegung der Transistorkenndaten für den Leistungstransistor OC 831 mit

einem Kollektorspitzenstrom $I_{C\,max}$ von 1 A
einer max. Kollektorverlustleistung $P_{v\,max}$ von 1,5 W
einer Kollektorrestspannung $U_{C\,rest}$ von 1 V = $U_{Kn}$
einem Kollektorreststrom $I_{CO}$ von 1 mA

ergibt sich die „kritische Batteriespannung"

$$U_{0\,krit} = \frac{\pi^2 \cdot P_{v\,max}}{I_{C\,max}} = 15\,\text{V}$$

Damit wird der Außenwiderstand $R_a$ nach Gleichung (10) mit

$$R_a = \frac{U_0 - U_{Kn}}{\hat{I}_{C\,max}} = 5\,\Omega$$

bestimmt.
Den Kollektorstrom im Arbeitspunkt $I_{CB}$ bestimmt man aus

$$I_{CB} = \frac{P_v}{10 \cdot U_0} = 25\,\text{mA}$$

Mit Rücksicht auf geringe Verzerrungen wurde $I_{CB}$ auf 50 mA erhöht.
Maximale Ausgangsleistung (m = 1) für beide Transistoren

$$P_a = \frac{1}{2} m^2 (I_{C\,max} - I_{CB})(U_B - U_{Kn}) = 2{,}38\,\text{W}$$

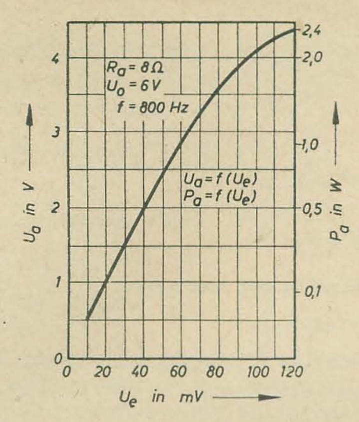



**Bild 6: Ausgangsspannung und Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsspannung**

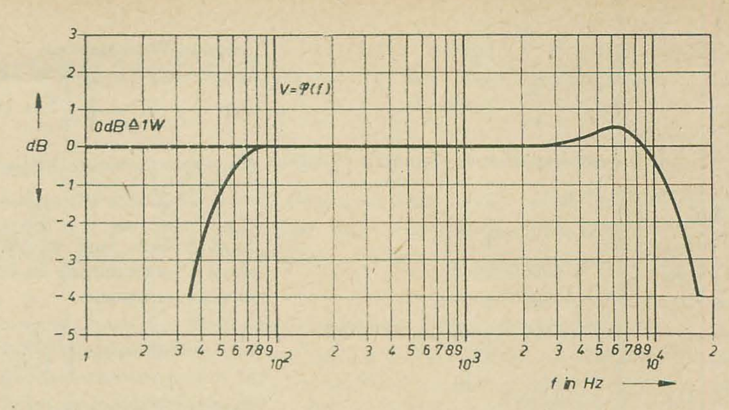



**Bild 8: Frequenzgang des Verstärkers**

Dabei aufgenommene Gleichstromleistung

$$P_0 = 2\left(m\frac{1}{\pi}(I_{C\max} - I_{CB}) \cdot U_B + \frac{I_{CB} \cdot U_B}{2}\right)$$

$$= 3{,}90\,W$$

Wirkungsgrad bei Vollaussteuerung

$$\eta = \frac{P_a}{P_0} = 0{,}615$$

Der etwas niedrige Wirkungsgrad hat seine Ursache in der verhältnismäßig hohen Kniespannung des Transistors OC 831 ($U_{Kn} = 1$ V). Verlustleistung bei Vollaussteuerung für beide Transistoren

$$P_v = P_0 - P_a = 1{,}52\,W$$

Maximale Verlustleistung für

$$m = \frac{2}{\pi}$$

$$P_{v\max} = I_{CB} \cdot U_B + \frac{2}{\pi^2}\frac{U_B^2}{U_B - U_{Kn}}(I_{C\max} - I_{CB})$$

$$= 1{,}68\,W$$

Je Transistor also 0,84 W.
Aus dem Diagramm (Bild 1, Teil 1) entnimmt man dafür und für eine maximale Umgebungstemperatur von 42 °C eine erforderliche Kühlfläche von 50 cm² je Transistor.

## Eingangswiderstand der Endstufe

Für Vollaussteuerung erhält man aus dem Kennlinienfeld des OC 831 die Basiswerte

$$\left.\begin{array}{l} I_{B2} = 60\ \text{mA} \\ U_{BE2} = 0{,}6\ \text{V} \end{array}\right\} \text{für } I_C = 1\ \text{A}$$

$$\left.\begin{array}{l} I_{B1} = 1\ \text{mA} \\ U_{BE1} = 0{,}25\ \text{V} \end{array}\right\} \text{für } I_C = 0{,}05\ \text{A}$$

Damit wird der Eingangswiderstand je Transistor

$$R_e = \frac{\Delta U_{BE}}{\Delta I_B} = 6\,\Omega$$

## Temperaturstabilisierung der Endstufe

Es wird eine Stabilisierung mittels temperaturabhängigen Basisspannungsteilern angewendet. Die Widerstandsbezeichnungen beziehen sich auf das Schaltbild (Bild 5).
Teilerstrom

$$I_T = I_{B2} = 60\ \text{mA}$$

Spannungsteilerwiderstand

$$R_V = \frac{U_0 - U_{BE1}}{I_T} = 88\,\Omega$$

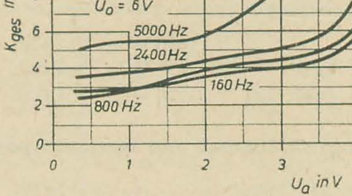



**Bild 7: Klirrfaktor als Funktion der Ausgangsspannung und Ausgangsleistung**

Zur genauen Einstellung des Arbeitspunktes ist $R_V$ als 100-Ω-Potentiometer ausgeführt. Für den temperaturabhängigen Widerstand wird der Thermistor HLK 5 — 10 vom VEB Keramische Werke Hermsdorf mit $R_{20} = 5\,\Omega$ und $\alpha \approx 3\%/°C$ verwendet. Damit ist die Bedingung

$$R_H \leq R_6$$

erfüllt.
Temperaturdurchgriff für den Transistor OC 831

$$D_T = 2{,}5\ \text{mV}/°\text{C}$$

Parallelwiderstand

$$R_P = \frac{R_H}{\sqrt{\frac{0{,}9 \cdot \alpha \cdot I_T \cdot R_H}{D_T}} - 1} = 6{,}3\,\Omega$$

## Ausgangsübertrager

Der Eisenquerschnitt des Ausgangsübertragers wurde durch folgende Werte bestimmt:

$G = 1$
$f_u = 50$ Hz
$B = 5 \cdot 10^{-1}$ Wb/m² (5000 Gauß)
$S = 1$ A/mm²

$$Q_{Fe} = \sqrt{\frac{P_a \cdot G \cdot 10^6}{f_u \cdot B \cdot s}} = 3{,}1\ \text{cm}^2$$

Gewählt wurde ein M-Schnitt M 55, Dyn. Blech III mit

$Q_{Fe} = 3{,}21$ cm²
$q_w = 290$ mm²
$A_L = 0{,}98 \cdot 10^{-6}$ H/W²

Primärinduktivität

$$L_1 = \frac{R_a}{\omega_u} = 0{,}016\ \text{H}$$

Primäre Windungszahl

$$W_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = 126\ \text{Wdg}$$

Drahtdurchmesser

$$d_1 = 0{,}8\sqrt{\frac{q_w}{4 \cdot W_1}} = 0{,}6\ \text{mm}$$

Mittlerer Kollektorgleichstrom

$$I_C = \frac{1}{\pi} I_{C\max} = 0{,}32\ \text{A}$$

Stromdichte

$$s = \frac{I_C}{q_1} = 1{,}14\ \text{A/mm}^2$$

(Die geringe Erhöhung gegen den vorgegebenen Wert von 1 A/mm² ist zulässig.)
Mit einem Lastwiderstand von $R_L = 8\,\Omega$ ist das Übersetzungsverhältnis

$$ü = \sqrt{\frac{R_a}{R_L}} = 0{,}8$$

Sekundäre Windungszahl

$$W_2 = \frac{W_1}{ü} = 158\ \text{Wdg}$$

Drahtdurchmesser

$$d_2 = 0{,}8\sqrt{\frac{q_w}{2 \cdot W_2}} = 0{,}7\ \text{mm}$$

Wickelschema von innen nach außen:

| | | | |
|---|---|---|---|
| I | bifilar | 126 Wdg | 0,6 CuL |
| II | gewickelt | 126 Wdg | 0,6 CuL |
| III | | 158 Wdg | 0,8 CuL |

## Steuerleistung

Spitzenwert des Steuerstromes

$$I_{St\max} = 1{,}2 \cdot I_{B2} = 72\ \text{mA}$$

Spitzenwert der Steuerspannung

$$U_{St\max} = \Delta U_{BE} + I_{St\max} \cdot \frac{R_{H0} \cdot R_p}{R_{H0} + R_p}$$

$$= 0{,}58\ \text{V}$$

Widerstand des Heißleiters bei 0 °C

$$R_{H0} = R_{H20}(1 + \alpha \cdot \Delta t) = 8\,\Omega$$

Steuerleistung

$$P_{St} = \frac{I_{St\max} \cdot U_{St\max}}{2} = 21\ \text{mW}$$

## Treiberstufe

Sekundärer Belastungswiderstand

$$R_8 = \frac{U_{St\max}}{I_{St\max}} = 8\,\Omega$$

Selbstinduktion der Sekundärwicklung

$$L_2 = \frac{R_s}{\omega_u} = 0{,}025\ \text{H}$$

Auf der Primärseite max. vorhandene Wechselspannung $U_{a\,max}$ mit

$U_{CO} = 0{,}45$ V
$U_{Em} = 0{,}5$ V (angenommen)
$U_{Tr} = 0{,}6$ V (angenommen)

$$U_{a\,max} = |U_O| - |U_{CO}| - |U_{Em}| - |U_{Tr}| = 4{,}45\ \text{V}$$

Übersetzungsverhältnis

$$ü = 0{,}8\frac{U_{a\,max}}{U_{St\,max}} = 6{,}1$$

Kollektorspitzenstrom des Treibertransistors OC 821

$$I_{C\,max} = \frac{I_{St\,max}}{ü} \approx 12\ \text{mA}$$

Kollektorstrom

$$I_C \geqq 1{,}1 \cdot I_{C\,max} \approx 15\ \text{mA}$$

Emitterwiderstand

$$R_{Em} = \frac{U_{Em}}{I_C \approx I_E} = 35\ \Omega$$

Auf die Primärseite des Treibertrafos übersetzter Widerstand

$$R_p^{\cdot} = ü^2 \cdot R_s = 300\ \Omega$$

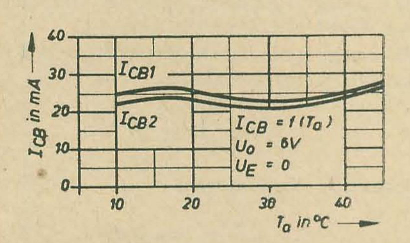



**Bild 9: Abhängigkeit des Kollektorruhestroms von der Umgebungstemperatur**

Innenwiderstand des Transistors OC 821 im Arbeitspunkt

$$I_C = 15\ \text{mA},\quad U_C = U_{a\,max} = 4{,}45\ \text{V}$$

(aus dem Kennlinienfeld ermittelt)

$$R_i = 1300\ \Omega$$

Damit ist die Bedingung der stromlinearen Aussteuerung

$$R_i > R_p$$

erfüllt.

### Treiberübertrager

Es wurde der M-Schnitt M 42, Dyn. Blech IV gewählt

mit $A_L = 0{,}8 \cdot 10^{-6}\ \text{H/W}^2$
$Q_{Fe} = 1{,}69\ \text{cm}^2$
$q_w = 180\ \text{mm}^2$

Primärer Wechselstromwiderstand

$$R_p = ü^2 \cdot R_s = 300\ \Omega$$

Primärinduktivität

$$L_1 = \frac{R_p}{\omega_u} = 0{,}95\ \text{H}$$

Primäre Windungszahl

$$W_1 = \sqrt{\frac{L_1}{A_L}} = 1090\ \text{Wdg}$$

Vormagnetisierende Amperewindungszahl

$$AW = W_1 \cdot I_C = 16{,}4$$

Laut Tabelle sind 15 AW zulässig; die geringe Überschreitung ist bedeutungslos.
Drahtdurchmesser

$$d_1 = 0{,}8\sqrt{\frac{q_w}{2 \cdot W_1}} = 0{,}2\ \text{mm}$$

Sekundäre Windungszahl

$$W_2 = \sqrt{\frac{L_2}{A_L}} = 176\ \text{Wdg}$$

Drahtdurchmesser

$$d_2 = 0{,}8\sqrt{\frac{q_w}{4 \cdot W_2}} = 0{,}4\ \text{mm}$$

Wickelschema von innen nach außen:

| | | | |
|---|---|---|---|
| I | | 1090 Wdg | 0,2 CuL |
| II | bifilar | 176 Wdg | 0,4 CuL |
| III | gewickelt | 176 Wdg | 0,4 CuL |

### Eingangswiderstand und Eingangsspannung

Innerer Basiswiderstand für OC 821

$$r_b = 100\ \Omega$$

Eingangswiderstand der Treiberstufe ohne Gegenkopplung

$$R_{eo} = r_b + \frac{U_T}{I_C}\cdot\beta = 170\ \Omega$$

(Die Stromverstärkung von $\beta = 40$ ist vorgegeben)
Maximaler Basisstrom

$$I_{B\,max} = \frac{I_{C\,max}}{\beta} = 0{,}3\ \text{mA}$$

Eingangsspannung für Vollaussteuerung

$$U_{eo} = I_{B\,max} \cdot R_{eo} = 50\ \text{mV}$$

### Eingangswerte des gegengekoppelten Verstärkers

Der Gegenkopplungsfaktor von p = 3 ist vorgegeben.
Eingangsspannung

$$U_{ek} = p \cdot U_{eo} = 150\ \text{mV}$$

Gegenkopplungsspannung

$$U_k = 0{,}8\frac{2\,(U_O - U_{Kn})}{ü} = 10\ \text{V}$$

Gegenkopplungswiderstand $R_3$

$$R_3 = \frac{(U_{Kn} - I_{C\,max} \cdot R_2) \cdot R_2}{U_{eo}\,(p-1)} = 250\ \Omega$$

Effektivwert der Eingangsspitzenspannung

$$U_{ek\,eff} = \frac{U_{ek}}{\sqrt{2}} = 105\ \text{mV}$$

Eingangswiderstand

$$R_{ek} = \frac{U_{ek}}{I_{B\,max}} = 500\ \Omega$$

Eingangsleistung

$$P_{ek} = \frac{U_{ek} \cdot I_{B\,max}}{2} = 22{,}5\ \mu\text{W}$$

Kondensatoren

$$C_1 = \frac{2}{\omega_u \cdot R_{ek}} = 12{,}7\ \mu\text{F}\quad (\text{gewählt } 20\ \mu\text{F})$$

$$C_2 = \frac{1}{\omega_u \cdot R_2} = 635\ \mu\text{F}\quad (\text{gewählt } 500\ \mu\text{F})$$

$$C_3 = \frac{1}{\omega_u \cdot R_3} = 12{,}7\ \mu\text{F}\quad (\text{gewählt } 10\ \mu\text{F})$$

### Diskussion der Meßwerte

#### Verstärkung

Im Bild 6 ist die Ausgangsspannung und Ausgangsleistung als Funktion der Eingangsspannung dargestellt. Für eine Vollaussteuerung von $P_a = 2{,}4$ W ist eine Eingangsspannung von $U_e = 120$ mV erforderlich.
Mit dem errechneten Eingangswiderstand von $R_{ek} = 500\ \Omega$ erhält man die zugehörige Eingangsleistung von

$$P_e = \frac{U_e^2}{R_{ek}} = 28{,}8\ \mu\text{W}$$

Die Leistungsverstärkung ist dann

$$V_P = \frac{P_a}{P_e} = 8{,}3 \cdot 10^4 \mathrel{\hat=} 49\ \text{dB}$$

Bild 6 zeigt auch die gute Spannungslinearität des Verstärkers.

#### Klirrfaktor

Bild 7 zeigt die Abhängigkeit des Klirrfaktors $K_{ges}$ von der Aussteuerung für die Frequenzen 160 Hz, 800 Hz, 2400 Hz und 5000 Hz.
Mit einem maximal zugelassenen Klirrfaktor von 10% erhält man für die Frequenzen 160 Hz und 800 Hz eine Nutzleistung von $P_a = 2{,}4$ W, während für die Frequenz 5000 Hz für denselben Klirrfaktorwert nur eine Leistung von 1,45 W erreicht wird. Da aber in den Amplitudenspektren von Musik und Sprache die hohen Tonfrequenzen nur mit sehr kleinen Amplituden enthalten sind, bleibt die verringerte Ausgangsleistung im praktischen Betrieb ohne Bedeutung.

#### Frequenzgang

Bild 8 zeigt die Abhängigkeit der Ausgangsleistung von der Frequenz bei ohmscher Belastung mit $R_a = 8\ \Omega$. Für 3 dB Leistungsabfall an den Bandenden entnimmt man daraus eine untere Grenzfrequenz von $f_u = 40$ Hz und eine obere Grenzfrequenz von $f_o = 15\,000$ Hz.

#### Leistungsbilanz

Bei Vollaussteuerung ($P_a = 2{,}4$ W) wurde eine aufgenommene Gleichstromleistung von $P_o = 3{,}7$ W gemessen. Damit ergibt sich der Wirkungsgrad

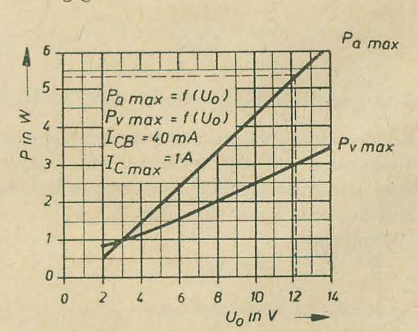



**Bild 10: Maximale Ausgangsleistung und Verlustleistung in Abhängigkeit der Batteriespannung**

$$\eta = \frac{P_a}{P_e} = 0{,}65 \triangleq 65\,\%$$

Der gegenüber dem errechneten Wert von $\eta = 61\%$ gemessene höhere Wert von $\eta = 65\%$ ist z. T. auf eine kleinere Kniespannung $U_{Kn}$ der verwendeten Transistoren OC 831 zurückzuführen, d. h. die Endstufe konnte stärker als berechnet ausgesteuert werden.

### Temperaturverhalten

Bild 9 zeigt die Abhängigkeit des Kollektorruhestromes $I_{CB}$ der Endstufentransistoren von der Umgebungstemperatur $T_a$ bei Stabilisierung mittels Heißleiters $R_H = 5\,\Omega$ bei 20 °C.

In dem untersuchten Temperaturintervall von $T_a = 10$ °C bis $T_a = 45$ °C bewegt sich der Kollektorruhestrom von $I_{CB} = 25$ mA bis $I_{CB} = 27$ mA (für einen Transistor), steigt also nur um 8% an.

### Zusammenfassung

Im beschriebenen Gegentaktverstärker wurde mit einer Batteriespannung von $U_O = 6$ V eine Ausgangsleistung von $P_a = 2{,}4$ W im Temperaturintervall von 10 ··· 45 °C erzielt. Die maximale Verlustleistung beträgt dabei 0,85 W je Transistor. Der Klirrfaktor bei mittlerer Aussteuerung (bis $P_a = 1$ W) und f = 800 Hz ist kleiner als 4,5% und erreicht erst bei Vollaussteuerung ($P_a = 2{,}4$ W) die 10-%-Grenze. Die gesamte Leistungsverstärkung beträgt 49 dB, der Wirkungsgrad bei Vollaussteuerung 65%. Aus den Berechnungen ergibt sich, daß bei dem verwendeten Leistungstransistor OC 831 die Aussteuerung und damit die Ausgangsleistung $P_a$ nicht durch die maximale Verlustleistung $P_v$, sondern durch den maximal zugelassenen Kollektorstrom $I_{C\,max}$ begrenzt wird. Eine Vergrößerung der Ausgangsleistung ist nur durch Erhöhung der Batteriespannung $U_O$ möglich. Bild 10 zeigt, daß bei einer Batteriespannung von $U_O = 12$ V die maximal zugelassene Verlustleistung von 3 W (je Transistor 1,5 W) erreicht wird. Die Ausgangsleistung $P_a$ beträgt dann 5,3 W.

Bei dieser Grenzbelastung ist eine sehr sorgfältige Wärmebilanz aufzustellen und eine für die maximal zu erwartende Temperatur ausreichend große Kühlfläche vorzusehen, um eine Überlastung und damit Zerstörung des Transistors mit Sicherheit zu vermeiden.

# Die Heizung empfindlicher NF-Verstärkerröhren

In empfindlichen NF-Verstärkern, die eine Tonfrequenzspannung von < 5 mV verarbeiten sollen, entsteht meist ein lästiges 50-Hz-Brummen, das durch Einstreuen vom Heizfaden auf die Katode der ersten Verstärkerstufe bedingt ist. Hier hilft nur die Heizung dieser Stufe aus einer Gleichstromquelle oder einer Wechselstromquelle sehr hoher Frequenz.

Die Heizung mit Gleichstrom ist sehr aufwendig und wird daher vom Amateur ungern angewandt. Außerdem muß hier die Siebung sehr großzügig ausgelegt sein, da sonst die Welligkeit der Gleichspannung wieder zu Brummeinstreuungen führt. Da die Welligkeit ein Gemisch von 100 Hz, 200 Hz und anderen Harmonischen des 50-Hz-Wechselstroms ist (Zweiweggleichrichtung), kann das Übersprechen über die Heizfaden-Katodenkapazität sogar stärker sein als bei 50 Hz (Wechselstromheizung). Zudem ist das menschliche Ohr für 50 Hz relativ unempfindlich, so daß die Heizung der ersten Stufe aus schlecht gesiebtem Gleichstrom unter Umständen mehr Schaden als Nutzen bringen kann.

Bild 1 zeigt die Schaltung der Gleichstromheizung zweier Doppeltrioden vom Typ ECC 81, ECC 82 oder ECC 83. Diese Röhren bieten den Vorteil, daß man die Heizfäden mit 150 mA speisen kann. Bekanntlich wird die Siebung um so einfacher, je geringer der zu siebende Strom ist. Im Bild 1 wird außerdem der Heizfaden der einen Röhre als Siebwiderstand für die Heizspannung der anderen Röhre benutzt. Es ist deshalb vorteilhaft, die Röhre mit dem stärker gesiebten Heizstrom als erste Stufe zu verwenden.

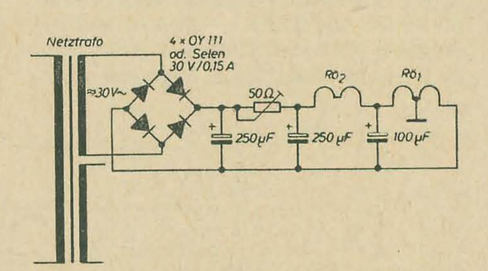



Bild 1: Gleichstromheizung mit getrenntem Heizstromgleichrichter

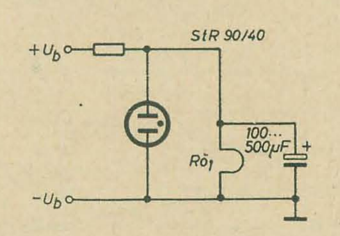



Bild 2: Gleichstromheizung aus der Anodenbetriebsspannung

Diese Schaltung erfordert außer den relativ umfangreichen Elkos und den Selen- bzw. Germaniumgleichrichtern eine zusätzliche 30-V-Wicklung auf den Netztransformator. Oft ist das (nachträgliche) Aufbringen dieser Wicklung nur mit großen Schwierigkeiten oder gar nicht möglich.

Verwendet man für die mit Gleichstrom zu heizende Röhre einen Typ der alten V-Serie oder eine noch vorhandene RV 12 P 2000, so kann der Gleichstrom für die Heizung aus der Anodenbetriebsspannung gewonnen werden. Bild 2 zeigt die Schaltung hierfür. Der Netzteil muß für den größeren Strom ausgelegt sein. Diese Lösung ist ausgesprochen unwirtschaftlich, da ein großer Teil der Gleichstromleistung am Reihenwiderstand des Heizkreises in Wärme umgesetzt wird.

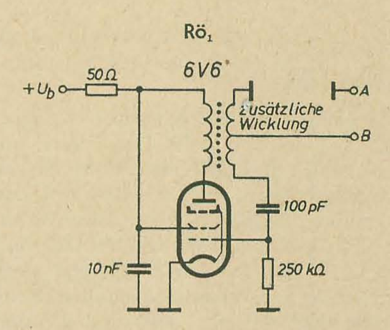



Bild 3: Hochfrequenzheizung aus einem Hilfsoszillator

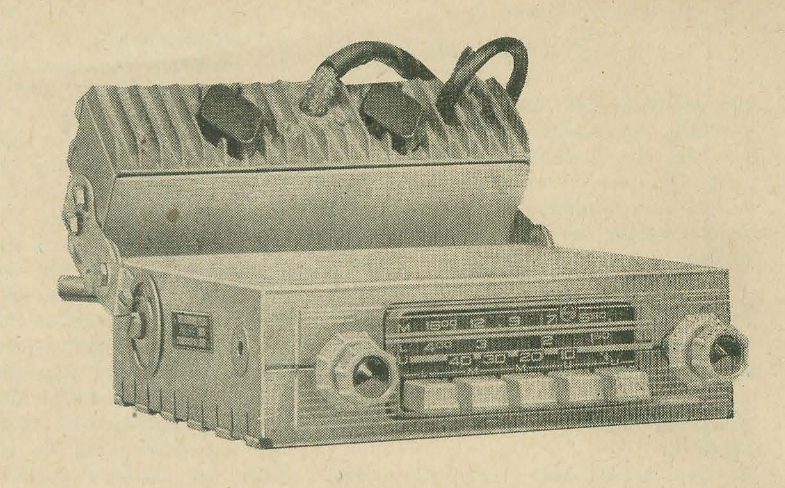
Eine interessante Möglichkeit, die leider viel zuwenig benutzt wird, ist die Heizung der ersten Verstärkerröhre mit einem Wechselstrom hoher Frequenz. Bild 3 zeigt hierfür die Prinzipschaltung. Rö1 erzeugt den Wechselstrom für die Heizung, der an den Klemmen A und B ausgekoppelt wird. Der Oszillator arbeitet ohne besondere Schwingkreiskapazität, es werden allein die Röhrenkapazitäten verwendet. Aus diesem Grunde ist es möglich, alte Mittelwellenspulen zu benutzen, auf die die Wicklung A—B nachtäglich angebracht wird. Die Oszillatorfrequenz liegt dann meist um 150 kHz. Durch sorgfältiges Abschirmen der Oszillatorstufe und der Heizleitungen muß dafür gesorgt werden, daß keine unerwünschte Ausstrahlung der Oszillatorfrequenz oder ihrer Harmonischen den Rundfunkempfang stört.

Da im allgemeinen noch vorhandene ältere Spulen verwendet werden, erfolgen hier keine Dimensionierungsangaben. Es empfiehlt sich, die exakte Windungszahl der Auskopplungsspule zu ermitteln, indem statt der zu heizenden Röhre eine Skalenlampe 6,3 V/0,3 A an die Klemmen A und B angeschlossen wird, deren Helligkeit man mit einem gleichen Lämpchen vergleicht, das unmittelbar aus den 6,3 V der Heizung gespeist wird. Wer ein exaktes Wechselstromvoltmeter 0 ··· 10 V besitzt, kann natürlich auch dieses zu der Lampe parallel schalten.

Als Generatorröhre kann statt der gezeichneten 6 V 6 auch eine EL 84 usw. verwendet werden. Die Frequenz des Wechselstromes ist — korrekte Abschirmung vorausgesetzt — völlig unkritisch. *St.*

# AM/FM-Autosuper „Coupé“ von Philips

ERICH POHL



## Allgemeines

Der Philips AM/FM-Autosuper „Coupé“ N 6 D 11 T ist mit zwölf Transistoren und neun Dioden bestückt und zählt zu den Spitzenautosupern, die zur Zeit auf dem Weltmarkt erhältlich sind. Die Wellenbereiche U, M und L werden mit dem fünfteiligen Stations-Drucktastenaggregat umgeschaltet. Je zwei dieser Stationsdrucktasten können wahlweise mit UKW- und MW-Sendern und eine Taste mit einem Langwellensender belegt werden. Der Autosuper „Coupé“ eignet sich zum Anschluß an alle Bordnetze mit 6 V oder 12 V, wobei das Batteriepotential beliebig an Wagenmasse liegen kann. Zur 6/12-V-Umschaltung genügt es, einen einfachen Steckschalter zu bedienen, während bei der Potentialumschaltung einige Verbindungsbrücken umgelötet werden müssen. Die Ausgangsleistung mit etwa 6 W ist reichlich bemessen und kann über zwei Anschlüsse mit 3 Ω und 5 Ω Impedanz einen oder mehreren Lautsprechern zugeführt werden. Zur Anpassung des Klanges an die jeweiligen Wagenverhältnisse dienen eine einfache Tonblende sowie eine Sprache-Musik-Umschaltung.

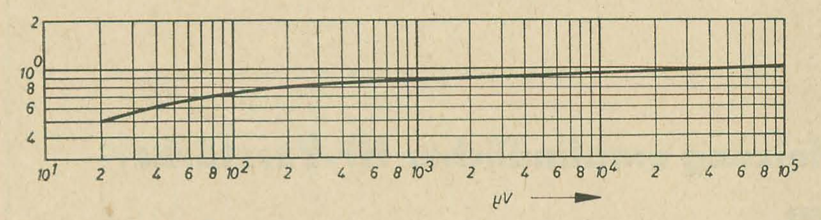
Mechanisch besteht der Autosuper „Coupé“ aus zwei Teilen, und zwar einmal aus dem HF- und ZF-Teil mit sämtlichen Bedienungselementen und zum anderen aus dem NF-Teil mit den erforderlichen Stromversorgungs- und Umschaltelementen. Der NF-Teil ist schwenkbar am Bedienungsteil angeordnet, damit das Gerät den Einbauverhältnissen in den verschiedenen Wagentypen angepaßt werden kann. Die Leitungsführung ist überwiegend in gedruckter Schaltung ausgeführt, wodurch eine gute Stabilität gewährleistet ist.

## Signalweg FM

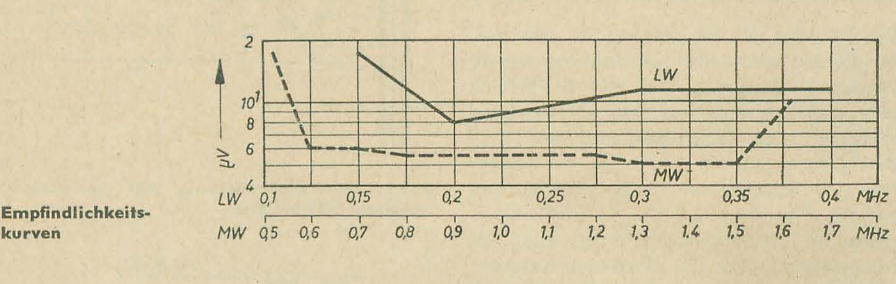
Das von der Antenne ankommende Signal gelangt bei FM über $C_1$ an den Eingangsübertrager und gleichzeitig an den aus $L_3$ und $C_{58}$ gebildeten ZF-Saugkreis. Der Transistor $T_1$ arbeitet als nichtneutralisierte HF-Vorstufe in Basisschaltung. Über den induktiv abgestimmten Kollektorkreis gelangt das Signal über $C_8$ an die selbstschwingende additive Mischstufe $T_2$. Der Oszillatorkreis ist ebenfalls induktiv abgestimmt, wobei die Rückkopplung über $C_{13}$ auf den Emitter erfolgt.

Die Spule $L_{14}$ in Verbindung mit $C_9$ dient als zweiter ZF-Saugkreis. Durch eine entsprechende Dimensionierung dieser beiden Elemente können gleichzeitig noch Phasenkorrekturen vorgenommen werden. Der Kollektor von $T_2$ liegt über dem aus $C_{16}$ und $C_{11}$ gebildeten Spannungsteiler am Oszillatorkreis. Dadurch werden Blindleitwertänderungen, die sich als Frequenzänderungen im Oszillator bemerkbar machen, gemindert. Die Drossel $L_{13}$ dient zur Stromzuführung. Die Diode $D_2$, die parallel zum ersten ZF-Kreis liegt, verhindert das Schwingen auf der ZF bei einem plötzlichen Einfall eines sehr starken Signals. Spannungsschwankungen, die Frequenzänderungen im Oszillator bewirken, regelt weitgehend die Silizium-Zenerdiode $D_1$ aus. Das vom Mischtransistor ankommende Signal wird in vier weiteren ZF-Transistoren verstärkt. Die ersten drei Stufen arbeiten in Emitterschaltung mit fester Neutralisation, während die letzte ZF-Stufe, $T_6$, als Begrenzer ausgelegt ist. Die Serienwiderstände in den Kollektoren der ZF-Stufen sollen Instabilitäten bei großen Eingangssignalen verhindern. An $T_6$ schließt sich der Ratiodetektor an. Für Gleichspannung ist er unsymmetrisch und für die HF-Spannung symmetrisch ausgelegt. Die beiden Serienwiderstände $R_{46}$, $R_{47}$ gestatten eine gute Störunterdrückung, wie sie für Autoempfänger unbedingt erforderlich ist. Hinter dem RC-Glied $R_{49}$, $C_{80}$ liegt über $C_{81}$ die Rauschunterdrückungsdiode $D_9$ dem NF-Ausgang parallel. Sie wird über $R_{52}$, $R_{51}$ in Durchlaßrichtung vorgespannt, wenn kein oder nur ein sehr schwaches Signal an der Antenne liegt. Erst bei ausreichenden Antennenspannungen wird sie über $R_{51}$ in Sperrrichtung vorgespannt und verliert dadurch ihren dämpfenden Einfluß.

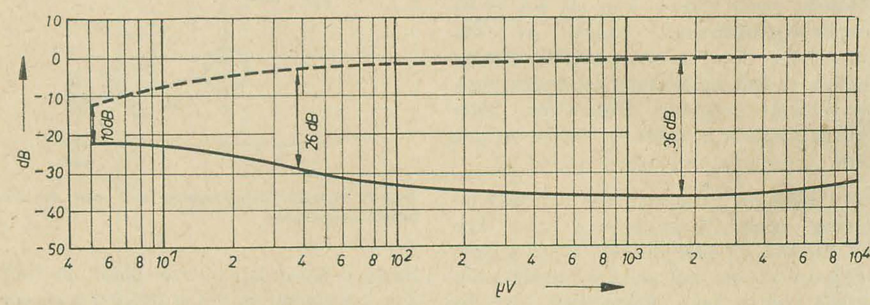
Um Übersteuerungen des Gerätes zu ver-



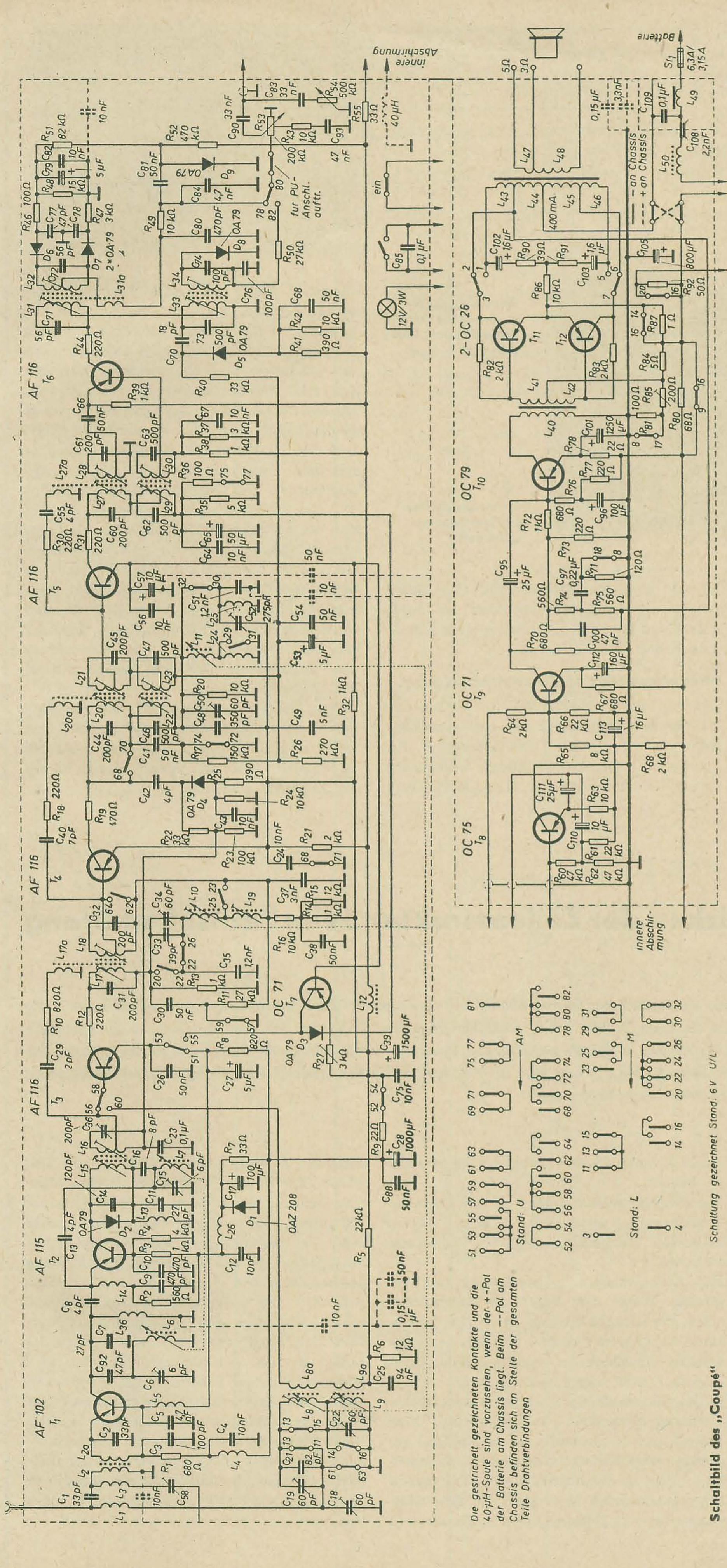

Regelkurven bei 600 kHz




Empfindlichkeitskurven




Rauschabstandsmessung bei 600 kHz gemessen. HF-Selektion = 1 : 1500; Bandbreite = 3,6 kHz



Schaltbild des „Coupé"

meiden, ist noch eine automatische Verstärkungsregelung mit der Diode $D_4$ im Kollektorkreis von $T_4$ vorgesehen. Die entstehende Regelspannung wird über den Spannungsteiler $R_{22}$, $R_{23}$ der Basis von $T_3$ zugeführt. Zur Verzögerung wird die Diode über $R_{24}$, $R_{25}$ in Sperrichtung vorgespannt. Um Übersteuerungen der Mischstufe zu vermeiden, erfährt die HF-Vorstufe noch eine Regelung vom Emitter des geregelten ZF-Transistors $T_5$.

## Signalweg AM

Die ankommende Antennenenergie gelangt über die Drossel $L_1$ an den induktiv abgestimmten HF-Vorkreis. Der Trimmer $C_{18}$ dient zur Anpassung der Antenne an den ersten Abstimmkreis.

Die Einkopplung geschieht bei Mittelwelle über einen Spannungsteiler gebildet aus $C_{18}$, $C_{19}$, $C_{21}$ und bei Langwelle direkt an das heiße Ende des Vorkreises. Durch diese Einkopplungsart bei MW werden die Spiegelwellenverhältnisse wesentlich verbessert. Für MW und LW sind getrennte Variometer vorgesehen. Die Auskopplung erfolgt induktiv an die abgestimmte HF-Vorstufe $T_3$. Sie ist nicht neutralisiert. In Reihe mit dem FM-Bandfilter liegt der Kollektor von $T_3$ für MW über einem Spannungsteiler $C_{33}$, $C_{34}$, $C_{35}$ und für LW über $C_{33}$, $C_{34}$ am Kollektorkreis.

Dem Mittelwellenvariometer $L_{10}$ wird bei LW noch eine Reiheninduktivität $L_{19}$ zugeschaltet. Vom Fußpunkt gelangt das Signal an den selbstschwingenden Mischtransistor $T_4$. Der induktiv abgestimmte Oszillatorkreis ist über den Spannungsteiler $C_{49}$, $C_{48}$ an den Emitter angekoppelt und schwingt als Oszillator in Basisschaltung mit kapazitiver Rückkopplung. Der Kollektor ist über das ZF-Bandfilter direkt an das heiße Ende des Oszillatorkreises geführt. Bereichsbestimmend bei LW sind die Induktivitäten $L_{24}$, $L_{11}$ sowie die Kondensatoren $C_{51}$, $C_{52}$. Der Kreis $L_{25}$, $C_{51}$ dient zur Korrektur des LW-Bereiches. Das gemischte Signal wird in zwei

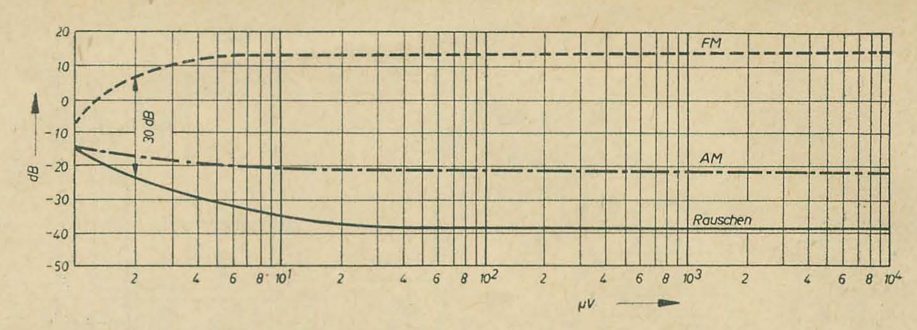
## Technische Daten

| | |
|---|---|
| Wellenbereiche: | U 87,5 ··· 100 MHz<br>M 512 ··· 1622 kHz<br>L 150 ··· 400 kHz |
| Transistorenbestückung: | AF 102; AF 115; 4×AF 116; OC 75; 2 × OC 71; OC 79; 2-OC 26 |
| Diodenbestückung: | 6 × OA 97; 2-OA 79; OAZ 208 |
| Kreise: | FM 11 fest, 2 variabel<br>AM 6 fest, 3 variabel |
| Zwischenfrequenz: | FM 10,7 MHz<br>AM 460 kHz |
| Klangwähler: | Hochtonregler, kontinuierlich<br>Baß, zweistufig |
| Stromversorgung: | 6 oder 12 V umschaltbar plus oder minus umlötbar |
| NF-Leistung: | ≈ 6 W |
| Leistungsaufnahme: | 7 ··· 15 W, lautstärkeabhängig |
| Abmessungen in mm: | HF- und ZF-Teil<br>181 × 175 × 54<br>NF-Teil<br>181 × 54 × 73 |
| Gewicht: | ≈ 3,3 kp |

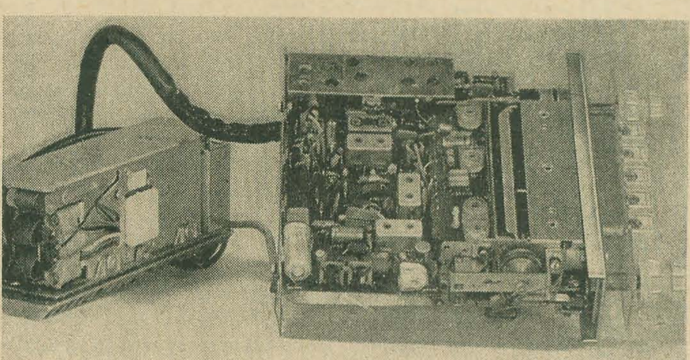
ZF-Stufen verstärkt. Die ZF-Stufen $T_5$ und $T_6$ arbeiten in Emitterschaltung ohne Neutralisation. Für die AM-Demodulation sorgt die Diode $D_8$.

### AM-Regelung

Um bei AM eine gute Regelfähigkeit des Gerätes zu erreichen, wurde ein zusätzlicher Regeltransistor $T_7$ vorgesehen. An den Kollektorkreis von $T_6$ ist die in Sperrichtung vorgespannte Diode $D_5$ über $C_{70}$ angekoppelt.




▲ Rauschabstandsmessung bei 94 MHz FM = 22,5 kHz Hub; AM = 30% mod.



◄ Unteransicht der beiden Teile des „Coupé"

Die entstehende Regelspannung wird der Basis des ersten ZF-Transistors $T_5$ zugeführt. Das sich bei Regelung von $T_5$ am Emitterwiderstand $R_{32}$ ausbildende Regelsignal wird der Basis des Regeltransistors $T_7$ zugeführt. Der Emitter des HF-Vorstufentransistors $T_3$ wird vom Regeltransistor $T_7$ bei kleinen Antennensignalen schwach geregelt, um ein gutes Signal/Geräuschverhältnis zu erhalten. Bei stark einfallenden Sendern sorgt die bis dahin in Sperrichtung vorgespannte Diode $D_8$ für eine kräftige Regelung, und zwar durch den geringeren Spannungsabfall am Siebwiderstand $R_{35}$, der die Diode jetzt in Durchlaßrichtung vorspannt.

### Niederfrequenz und Stromversorgung

Das von den Demodulatorstufen kommende NF-Signal gelangt über den mit einer Anzapfung versehenen Lautstärkeregler $R_{53}$ an den in Kollektorschaltung arbeitenden ersten NF-Transistor $T_8$. Mit dieser Schaltungsart lassen sich hohe Eingangswiderstände erzielen, wodurch eine günstige Anpassung an die Demodulatorstufen möglich wird. An der Basis von $T_8$ wird außerdem noch die Tonblende $C_{83}$, $R_{54}$ wirksam. Zwischen der ersten und der zweiten NF-Stufe ist noch ein Sprache-Musik-Schalter (bei Musik ist der Koppelkondensator $C_{86}$ überbrückt) eingelegt. Die Treiberstufe $T_{10}$ sorgt in Verbindung mit dem Treibertransformator für eine Anpassung an die Gegentakt-B-Endstufe $T_{11}$, $T_{12}$. An die Gegentakt-B-Endstufe schließt sich der Ausgangstransformator für die Lautsprecheranpassung an. Dieser Transformator sowie der Treibertransformator sind in Schnittbandtechnik ausgeführt. Die Endstufe ist über die beiden Widerstände $R_{82}$ und $R_{83}$ gegengekoppelt. Ferner befindet sich noch eine Gegenkopplung von der Primärwicklung des Ausgangstransformators nach der Basis des Treibertransistors.

Stromversorgungsmäßig wird die Endstufe immer mit der Bordnetzspannung betrieben, während alle übrigen Transistoren, auch bei 12-V-Betrieb, über den Vorwiderstand $R_{89}$ mit 6 V betrieben werden.

# Methoden zum Unterdrücken der Zeilenstruktur beim Fernsehempfang

*Im vergangenen Jahr kam die westdeutsche Fernsehindustrie mit verschiedenen Zusatzeinrichtungen für TV-Empfänger an die Öffentlichkeit, mit denen die Zeilenstruktur des Fernsehbildes abgeschwächt werden soll. Daß verschiedene Zusatzeinrichtungen auf dem Markt erschienen, ist auf die zwischen den einzelnen Firmen bestehende Konkurrenz zurückzuführen. Die einzelnen Einrichtungen unterscheiden sich sehr stark in ihrem wirtschaftlichen Aufwand und technischen Wert. Im folgenden sollen die einzelnen Verfahren beschrieben werden.*

### Allgemeines

Bevor die einzelnen Verfahren beschrieben werden, ist es zweckmäßig, sich über die Nachteile der Zeilenstruktur zu informieren. Neben der Sichtbarkeit der Zeilen und dem sich daraus ergebenden Betrachtungsabstand zeigen sich noch folgende zusätzliche Störeffekte der Zeilenstruktur:

1. Der Treppeneffekt,
2. das Zwischenzeilenflimmern und
3. das Zeilenwandern.

Der Treppeneffekt ist zu beobachten, wenn eine Helligkeitskante die Zeilen unter einem Winkel von kleiner als 90° schneidet, so daß sich dann eine Treppe ausbildet. Der Treppeneffekt ist um so stärker, je geringer der Schnittwinkel ist.

Das Zwischenzeilenflimmern ist eine Folge des Zeilensprungprinzips mit 25 Hz/s. Dieses Flimmern erscheint also als vertikales Flackern.

Das Zeilenwandern ist eine optische Täuschung. Wenn das Auges des Betrachters eines Fernsehbildes einen bewegten Gegenstand zu fixieren versucht, entsteht beim Betrachter der Eindruck, als ob die Zeilen langsam nach oben oder unten wandern.

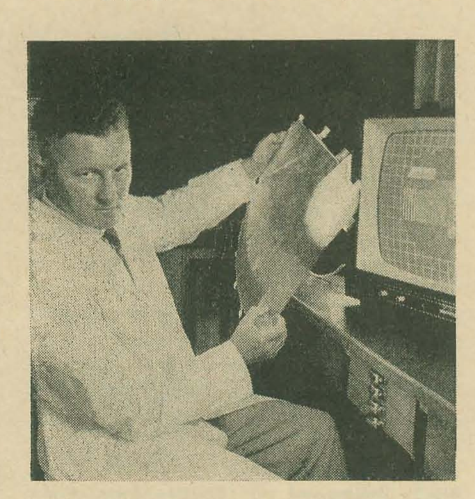
Es ist verständlich, wenn man sich in der Fachwelt Gedanken darüber macht, diese Störeffekte, die immer noch als Nachteil gegenüber dem Kino anzusehen sind, zu beseitigen. Von der Senderseite lassen sich vorerst keine Maßnahmen anwenden, da die CCIR-Norm mit 625 Zeilen schon als Kompromiß zwischen Bildqualität und technischem Aufwand (Bandbreite) angesehen werden kann. Der Gedanke, diese Störeffekte im Empfänger zu unterdrücken, wurde verständlicherweise von der westdeutschen Empfängerindustrie aufgegriffen, da man sich davon eine Belebung des in letzter Zeit stagnierten Absatzmarktes versprach. Unter den angewandten Methoden scheint die unter dem Werbewort „Sabavision" der Firma Saba entwickelte Methode die reifste zu sein. Die anderen Methoden zum Unterdrücken der Zeilenstruktur wurden von den einzelnen Firmen angewandt, nachdem Saba seine „Sabavision" ankündigte und zu befürchten war, daß man nicht mehr konkurrenzfähig wäre. Dies ist schon aus der Tatsache zu erkennen, daß Verfahren angewandt wurden, deren Prinzip schon mehrere Jahre bekannt war.

## „Sabavision"

Saba löste die Aufgabe, nämlich das Unterdrücken der Zeilenstruktur, ohne Eingriff in die Schaltung des Empfängers, auf rein optischem Wege. Zu diesem Zweck wurde in den Strahlengang zwischen Bildschirm und Beschauer eine vorzugsweise der Wölbung des Bildschirmes angepaßte durchsichtige Scheibe eingesetzt, mit einem Berechnungsindex $n \neq 1$ und einer in Zeilenrichtung mit durchgehenden Rillen versehenen Oberfläche. Eine solche Scheibe hat die Eigenschaft, das vom Fernsehschirm durch die Scheibe fallende Licht in der Vertikalen derart zu streuen, daß bei richtiger Anordnung der Rillen die Zeilen in der Vertikalen aufgelöst werden, ohne daß in der Horizontalen die Bildauflösung beeinflußt wird. Man füllt also die dunklen Zwischenräume zwischen den Zeilen auf optischem Wege mit Helligkeit aus, wobei diese der Helligkeitsverteilung der beiden Nachbarzeilen entsprechen muß. Die Scheibe streut nun so, daß die vertikalen schwarzen Streifen von Schwarz in Richtung Weiß und umgekehrt die vertikalen weißen Streifen von Weiß in Richtung Schwarz kontinuierlich abnehmen. Die Zerstreuungsweite muß, um ein einwandfreies Bild zu gewährleisten, gleich dem Zeilenabstand sein.

Die Zerstreuungsscheibe besitzt eine Stärke von 1 mm und besteht aus einem thermoplastischen Kunstharz (Celluloseester) mit der Bezeichnung „Cellidor". Der Abstand der Rillen beträgt 100 μm, bei einer Rillentiefe von 11 μm. Die Genauigkeit, mit der die Rillen zu prägen sind, muß 1 μm betragen. Hieraus zeigt sich, mit welcher Präzision die Scheibe hergestellt werden muß und welche technologischen und fertigungstechnischen Probleme bei der Herstellung einer solchen Scheibe auftreten, denn der Preis für ein solches Massenprodukt muß ja auch in annehmbaren Grenzen liegen.

Die Rillenscheibe wird ähnlich wie die Mikrorillenschallplatte hergestellt, nur sind bei der Scheibe die Anforderungen an die Genauigkeit noch größer. Die Matrize zum Prägen der Scheibe ist eine Messingfolie, die zylinderförmig aufgespannt wird und dann mit Hilfe eines Widia-Profilstahles mit Rillen versehen wird. Wegen der geforderten Genauigkeit der Rillenanordnung wird der Schneidstahl elektronisch gesteuert. Die Cellidorscheiben werden bei etwa 90 °C unter 250 t Druck geprägt. Auf einer Vakuum-Ziehmaschine erhalten sie anschließend eine Wölbung, die etwas geringer ist als die des Bildschirmes. Die Scheibe wird auf die Bildröhre so aufgebracht, daß sie zunächst nur in der Mitte aufliegt. Unter gleichmäßigem Druck wird sie der Bildschirmwölbung angepaßt und mit überstehenden Fahnen an den Rändern der Bildröhre festgeklebt. Die Scheibe vor dem Einbau zeigt Bild 1.


**Bild 1: Ansicht der Rillenscheibe**

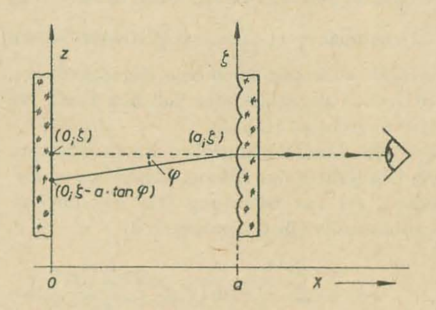


**Bild 2: Zerstreuung des Strahls**

Es ist nun interessant, die Wirkungsweise der Zerstreuungsscheibe kennen zu lernen. Zum besseren Verständnis soll versucht werden, diese im folgenden etwas ausführlicher darzustellen als in [1].

Das Grundsätzliche der Wirkungsweise zeigt Bild 2. Die durch die Rillenscheibe tretenden Strahlen werden so zerstreut, daß sich eine Umordnung der Leuchtdichteverteilung s (z) durch Brechung am Profil ergibt. Der Beobachter nimmt dann die Verteilung $\sigma$ (ζ) wahr. Nach Bild 2 sieht der Beobachter diese Verteilung an der Stelle [0; ζ]. In Wirklichkeit befindet sich dieses leuchtende Flächenelement an der Stelle [0; ζ — a · tan φ]. Daraus ergibt sich die Bestimmungsgleichung für den Punkt z. Dieser liegt um den Betrag a · tan φ vom Punkt ζ entfernt

$$z = \zeta - a \cdot \tan \varphi \quad (1)$$

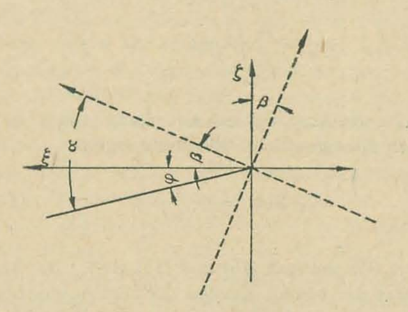


**Bild 3: Zur Erklärung der Brechung**

Beschränkt man sich auf kleine Winkel, wie es auch bei den weiteren Betrachtungen geschehen soll, so läßt sich schreiben

$$z \approx \zeta - a \cdot \varphi \quad (2)$$

Sieht man sich hierzu Bild 3 an, so stellt man fest, daß

$$\varphi = \alpha - \beta \quad (3)$$

ist. Der Winkel $\beta$ ist aber nichts anderes als die Steigung der Rille

$$\beta \approx \frac{\delta \xi}{\delta \zeta} \quad (4)$$

Damit ändert sich Gleichung (2) in

$$z \approx \zeta - a\left(\alpha - \frac{\delta \xi}{\delta \zeta}\right)$$

Man kann also aus der tatsächlich vorhandenen Leuchtdichteverteilung s (z) die sichtbare Verteilung $\sigma$ (ζ) errechnen:

$$\sigma(\zeta) = S\left[\zeta - a\left(\alpha - \frac{\delta \xi}{\delta \zeta}\right)\right] \quad (5)$$

In dieser Funktionsgleichung muß jedoch die Winkelangabe als störend empfunden werden, und es ist daher zweckmäßiger, diesen Winkel durch einen allgemeinen Faktor, z. B. durch den Brechungsindex, zu ersetzen. Für diesen Faktorenaustausch soll Bild 4 als Grundlage dienen. Dieses Bild zeigt die Konstruktion des Strahlenganges in der Brechung bei gegebenem Brechungsindex. Zum Verständnis sei kurz erklärt. Zunächst wird der einfallende Strahl gezeichnet; dann werden um

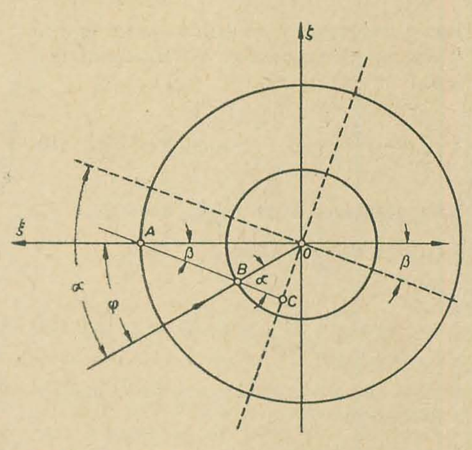


**Bild 4: Konstruktion der Brechung**

den Punkt 0 zwei Kreise geschlagen, deren Radien im Verhältnis dem Brechungsverhältnis entsprechen. Man erhält den Schnittpunkt des einfallenden Strahles mit dem Kreis im Punkt B. Nach Errichten des Lots von B auf C und Verlängerung dieses Lots über den größeren Kreis hinaus erhält man den Punkt A. Die Verlängerung der Strecke AO über O hinaus ergibt den ausfallenden Strahl. Die Brechungszahl n läßt sich also auch durch das Verhältnis

$$\frac{AC}{BC} = n$$

darstellen. Aus Bild 4 ist zu erkennen, daß der Winkel OBC dem Winkel $\alpha$ und der Winkel OAC dem Winkel $\beta$ entspricht. Somit ist bei Berücksichtigung von

$$\frac{CO}{BC} = \tan \alpha \quad \text{und} \quad \frac{OC}{AC} = \tan \beta$$

das Verhältnis

$$\frac{AC}{BC} = n = \frac{\tan \alpha}{\tan \beta}$$

gegeben.

Berücksichtigt man weiterhin, daß kleine Winkel vorausgesetzt werden, so ist schließlich mit Gleichung (4)

$$\alpha = n \cdot \frac{\delta \xi}{\delta \zeta} \quad (6)$$

Setzt man diesen Ausdruck in (5) ein, so erhält man

$$\sigma(\zeta) = S\left[\zeta - a(n-1)\left(\frac{\delta\xi}{\delta\zeta}\right)\right] \quad (7)$$

oder

$$z = \zeta - a(n-1)\left(\frac{\delta\xi}{\delta\zeta}\right) \quad (8)$$

Dieser Ausdruck, der die Zerstreuungsfunktion z darstellt, gilt für beliebige Profile. Als weiterer Schritt ist also die Steigung durch die Funktion des vorliegenden Profils, also der Parabelfunktion, zu ersetzen. Die Fourierreihe für ein derartiges Profil lautet

$$\xi = \frac{A \cdot \pi^2}{3} + \frac{4A}{\pi^2} \cdot \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v^2} \cdot \cos\left(2\pi \cdot v \cdot \frac{\zeta}{\lambda}\right) \quad (9)$$

Dieser Ausdruck ist zu differenzieren und in Gleichung (8) einzusetzen. Die Differentiation ergibt

$$\frac{\delta\xi}{\delta\zeta} = -\frac{8A}{\pi\lambda} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \cdot \sin\left(2\pi \cdot v \cdot \frac{\zeta}{\lambda}\right) \quad (10)$$

Nach Einsetzen ergibt sich, wenn man für $4 \cdot a(n-1) \cdot \frac{A}{\lambda} = l$ setzt,

$$z = \zeta + \frac{2l}{\pi} \cdot \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \cdot \sin\left(2\pi \cdot v \cdot \frac{\zeta}{\lambda}\right) \quad (11)$$

Bezieht man zweckmäßigerweise die Funktion z auf $\lambda$, so gilt

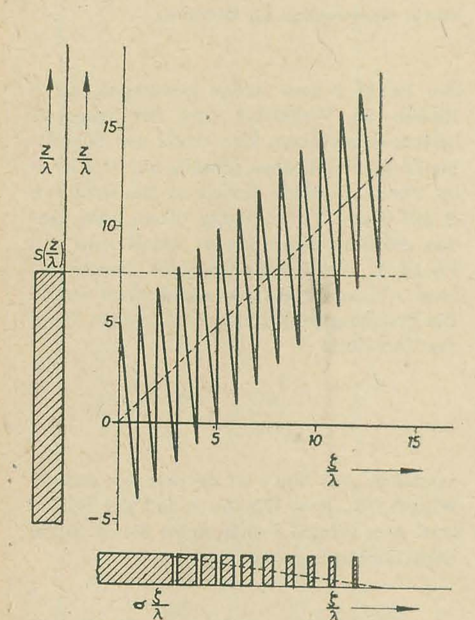



Bild 5: Auflösung eines Schwarz-Weiß-Sprunges in Streifen veränderlicher Breite

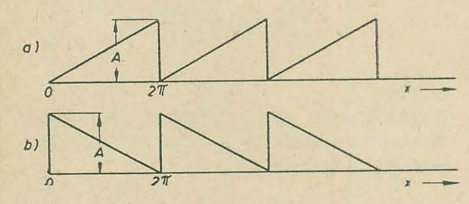



Bild 6: a) Sägezahn allgemeiner Form, b) um 180° verdreht

$$\frac{z}{\lambda} = \frac{\zeta}{\lambda} + \frac{l}{\lambda} \cdot \frac{2}{\pi} \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \cdot \sin\left(2\pi \cdot v \cdot \frac{\zeta}{\lambda}\right) \quad (12)$$

Die aus dieser Gleichung für den Parameter $\frac{l}{\lambda} = 5$ berechnete Zerstreuungsfunktion $\frac{z}{\lambda}$ zeigt Bild 5. Die unter einem Winkel von 45° ansteigende Gerade (gestrichelt dargestellt) entspricht dem konstanten Glied in Gleichung (12), nämlich $\frac{\zeta}{\lambda}$. Um diesem Mittelwert herum verläuft außerdem noch eine Sägezahnkurve, die jedoch gegenüber der üblichen Form um 180° gedreht ist (Bild 6).
Um dem Leser ohne großen Rechenaufwand ein Überprüfen des Kurvenverlaufs zu ermöglichen, sei aus Gleichung (12) das kurvenbestimmende Glied herausgestellt

$$y = \sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \cdot \sin\left(2\pi \cdot v \cdot \frac{\zeta}{\lambda}\right) \quad (13)$$

Das entsprechende Glied der üblichen Sägezahnkurve ist allgemein bekannt und lautet

$$y = -\sum_{v=1}^{\infty} \frac{1}{v} \cdot \sin\left(2\pi \cdot v \cdot \frac{\zeta}{\lambda}\right) \quad (14)$$

Die Gleichungen (13) und (14) unterscheiden sich nur in ihren Vorzeichen. Dies ist auf den Ansatz beider Funktionen für die Fourierentwicklung zurückzuführen. Der Ansatz für die normale Sägezahnkurve ist nach Bild 6a

$$f(x) = \frac{A}{2\pi} \cdot x \quad (15)$$

und der der vorliegenden Kurve nach Bild 6b

$$f(x) = \frac{A(2\pi - x)}{2\pi} \quad (16)$$

Bei der Fourierentwicklung entfällt nach

$$a'_v = \frac{A}{\pi} \int_0^{2\pi} \cos v \cdot x \cdot dx = 0$$

der erste Ausdruck aus Gleichung (16), so daß sich die eigentliche Gleichung ergibt:

$$f(x) = -\frac{A}{2\pi} \cdot x \quad (17)$$

Die Gleichungen (15) und (17) stellen die Ansätze der beiden Kurven dar und unterscheiden sich wie die Lösungen nur in ihren Vorzeichen. Sie zeigen ohne großen Rechenaufwand die Übereinstimmung zwischen Gleichung (12) und Bild 5.
Bild 5 zeigt weiterhin, daß der ursprüngliche scharfe Schwarz-Weiß-Sprung in eine Reihe schwarzer und weißer Streifen veränderlicher Breite zerlegt wird. Wie bereits erwähnt wurde, nehmen damit die schwarzen Streifen von Schwarz in Richtung Weiß und umgekehrt die weißen Streifen von Weiß in Richtung Schwarz kontinuierlich in ihrer Breite ab. Ist der Rillenabstand entsprechend klein, so sieht der Beobachter nicht mehr getrennt, sondern sieht die durch Integration über Strecken von $\lambda$ gewonnenen Mittelwerte als einen kontinuierlich verflachten Schwarz-Weiß-Übergang. Wenn die Zerstreuungsweite l gleich dem Abstand der benachbarten Zeilen ist, dann wird die Zeilenstruktur in der Vertikalen unterdrückt, ohne daß in der Horizontalen theoretisch ein Auflösungsverlust eintritt. Bild 7 zeigt den dadurch eintretenden Unterschied des Fernsehbildes und Bild 8 den unterdrückten Treppeneffekt.





Bild 7: Fernsehbild mit und ohne Rillenscheibe

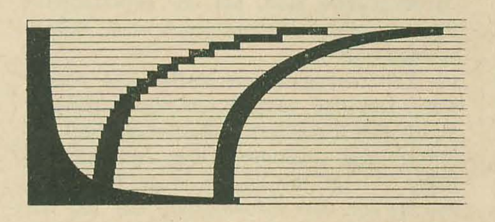


Bild 8: Treppeneffekt und durch Rillenscheibe unterdrückter Treppeneffekt

### Magnetsystem „Teleklar"

Die Entwicklung der Rillenscheibe von Saba zwang aus Konkurrenzgründen die anderen westdeutschen Gerätefirmen nach ähnlich geeigneten Methoden zum Unterdrücken der Zeilenstruktur zu suchen. Von Telefunken

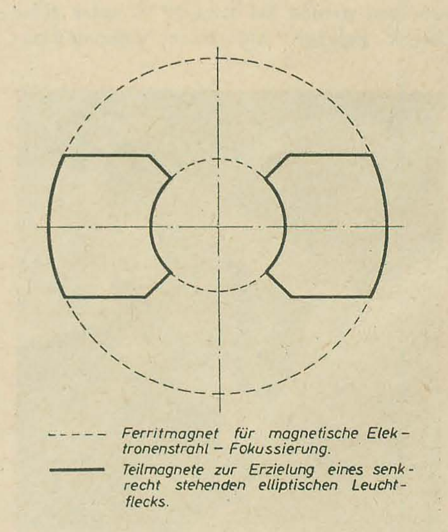



Bild 9: Teilmagnet zum Erzielen eines elliptischen Leuchtpunktes

wurde daher ein Verfahren unter dem Namen „Teleklar" angewandt. Hierbei ging man von dem Grundgedanken aus, den dunklen Zwischenraum zwischen den Zeilen durch Verbreitern der geschriebenen Zeilen auszufüllen. Um dabei jedoch die Auflösung in der Horizontalen beizubehalten, läuft dieses Verfahren auf ein Verformen des Leuchtflecks hinaus. Besitzt dieser nämlich nicht wie bisher eine runde Form, sondern eine elliptische, so werden die Zeilen vertikel derart gedehnt, daß sie aneinander stoßen und den dunklen Zwischenraum ausfüllen.

Telefunken wendet für diese Verformung ein magnetisches Verfahren an, das als eine Abweichung des Verfahrens für die magnetische Elektronenstrahl-Fokussierung angesehen werden kann. Bei dem Telefunken-Verfahren werden zwei Teilmagnete entsprechend Bild 9 verwendet. Diese beiden Teilmagnete sind an einem Ring aus thermoplastischem Material befestigt und können so auf den Bildröhrenhals geschoben werden. Dies läßt sich leicht durch einen vertikalen Druck auf den Haltering vornehmen, wobei sich die Öffnung in der Mitte vergrößert. Diese Teilmagnete liegen damit dicht am Bildröhrenhals und erzeugen ein horizontales magnetisches Feld. Das Magnetsystem muß soweit auf den Bildröhrenhals in Richtung Bildschirm geschoben werden, daß die Zeilenstruktur gerade verschwindet. Notfalls ist danach noch die elektrostatische Bildschärfeeinstellung und die Justierung der Ablenkspulen sowie des Zentriermagneten vorzunehmen.

Zum Erzielen des elliptischen Bildpunktes ist für die 43-cm- und 53-cm-Bildröhren bei einer Anodenspannung von 16 kV eine Feldstärke in der Größenordnung von $10^5$ A/m erforderlich.

Das Magnetsystem ist zusätzlich mit einem verschiebbaren Nebenschlußblech aus Weicheisen versehen. Damit ist es möglich, eine optimale Bildschärfe einzustellen, falls, wie bei manchen Bildröhrenexemplaren, das Strahlsystem nicht exakt zentrisch zur Bildröhrenachse sitzt

Die elliptischen Bildpunkte sind an den Ecken etwas geneigt, doch soll sich dies nicht auf die Bildwiedergabe störend auswirken.

Wie schon aus der Beschreibung dieses Magnetsystems hervorging, läßt sich dieses System nachträglich bei älteren Geräten leicht einbauen, wenn es die Abmessungen des Bildröhrenhalses zulassen.

## Zeilenwobbelverfahren

Dieses Verfahren wird von der Firma Grundig angewandt. Hierbei geht man von dem Gedanken aus, daß die dunklen Zwischenräume zwischen den Zeilen verschwinden, wenn im Takt einer Wobbelfrequenz, die so ausgewählt wird, daß das Auge diese Schwingung nicht wahrnimmt, die Zeilen vertikal verschoben werden. Die Amplitude der Wobbelspannung muß so groß sein, daß gerade die Zeilenzwischenräume verschwinden. Allerdings sind bei diesem Verfahren einige Schwierigkeiten zu überwinden. So sind die Störstrahlung und die auftretenden Dämpfungen zu beherrschen. Außerdem muß der Wobbelgenerator mit einer großen Genauigkeit arbeiten.

Grundig verwendet einen Generator, der auf der Frequenz von 13560 kHz schwingt. Diese Frequenz wurde von der Bundespost für industrielle Zwecke freigegeben. Vom Generator wird dabei eine Genauigkeit von $\pm 3 \cdot 10^{-4}$ gefordert. Grundig benutzt aus diesem Grunde einen quarzgesteuerten Generator in Huth-Kühn-Schaltung. Die Schaltung des HF-Oszillators ist im Bild 10 dargestellt. Zur Rückkopplung wird die Gitter-Anoden-Kapazität ausgenutzt. Da die Gittersteuerspannung sehr gering ist, wurde als Oszillatorröhre eine Pentode benutzt. Die HF-Amplitude ist mit dem 100-kΩ-Trimmwiderstand einstellbar, wobei der ebenfalls im Schirmgitterkreis liegende 10-kΩ-Widerstand die Röhre vor Überschreiten der maximalen Verlustleistung schützen soll. Die Anodenspannung wird über Drosseln dem Anodenkreis zugeführt. Ist der Generator richtig eingestellt, so fließen je nach Gerät und Bildröhre 10 ··· 16 mA Anodenstrom. Die erzeugte HF-Energie wird über eine bifilar gewickelte Koppelspule aus dem Anodenkreis ausgekoppelt. Weiterhin gelangt die HF-Energie über einen Tiefpaß in $\pi$-Schaltung an die HF-Spule. Der Tiefpaß soll die Oberwellen des Generators stark beschneiden, da die vierten und fünften Harmonischen in das Band I fallen und beim Empfang eines dieser Sender stören würden. Der Tiefpaß besteht aus je zwei Durchführungskondensatoren und den entsprechenden Längsspulen. Der Kondensator von 68 pF dient zum Einstellen der genauen Symmetrie, um die Störstrahlungsbedingungen einzuhalten. Nach Aussage des Werkes soll die Dämpfung der genannten Harmonischen durch den Tiefpaß so stark sein, daß bei Empfang eines Band-I-Senders mit Gehäuseantenne keinerlei Störungen auftreten.

Die HF-Spule besteht aus zwei Windungen versilberten Flachdrahtes, die auf der Bildablenkspule der Bildröhre aufgebracht sind. Diese Spule wird allerdings sehr stark bedämpft durch die großen Kupfermassen der Zeilen- und Bildablenkspulen im Joch der Bildablenkspule sowie durch die großen Metallmassen der Bildröhre selbst. Die Ersatzschaltung der HF-Wicklung des Jochs kann als eine Spule von 0,57 μH angesehen werden, die von einem Widerstand von 800 Ω bedämpft wird.

Zum Überwinden dieser großen Dämpfung ist eine Leistung von 1 W erforderlich. Daraus ergibt sich auch die zwingende Notwendigkeit, die Störstrahlung unter Kontrolle zu bringen. Aus diesem Grunde sind die Koppelwicklung und die HF-Spule im Joch symmetrisch ausgeführt. Außerdem sind sämtliche Durchführungen verdrosselt und über Durchführungsfilter herausgeführt. Der HF-Generator wird direkt über dem Joch befestigt, um so kleine Anschlußlängen zu erhalten. Die gesamte Schaltung befindet sich in einem stabilen Abschirmkasten und sieht daher einem Tuner ähnlich.

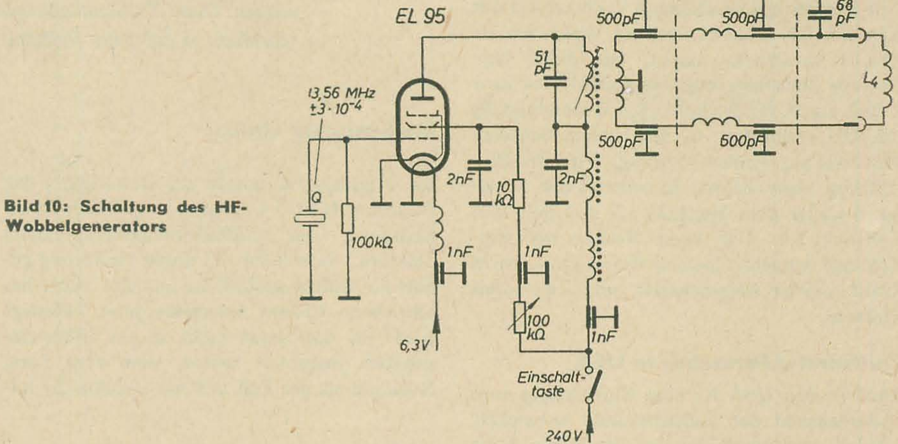



Bild 10: Schaltung des HF-Wobbelgenerators

In den Grundig-Geräten wird die EL 95 von einem kleinen Trafo geheizt, da die Heizkette voll belegt ist.

Die Zeilenwobbelung ist durch eine Taste an der Vorderseite des Gerätes ein- und ausschaltbar.

## Verfahren mit Überfokussierung

Diese Methode wird von der Firma Schaub-Lorenz angewendet. Sie ist eigentlich eine etwas „brutale" Methode. Hierbei wird die Fokussierspannung verringert, so daß sich der Leuchtfleck vergrößert, also auch rund bleibt. Den dadurch unvermeidlichen Horizontalverlust versucht man durch Anheben der hohen Videofrequenzen abzuschwächen.

Die Schaltung dieser Einrichtung zeigt Bild 11. Dem Zeilentrafo werden positive Rücklaufimpulse entnommen und durch die Gleichrichterstrecke GL gleichgerichtet. Am Kon-

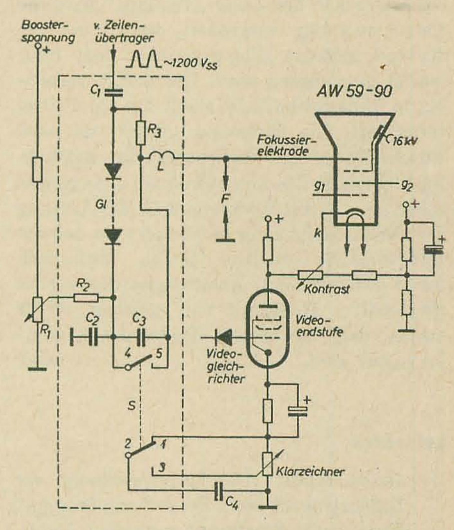



Bild 11: Schaltung der Einrichtung zur Überfokussierung

densator $C_1$ entsteht dadurch eine Gleichspannung, die so gepolt ist, daß der Kondensatorbeleg an der Seite der Fokussierelektrode negativ ist. Diese Spannung wird somit von der eigentlichen Fokussierspannung subtrahiert. Der Kondensator $C_2$ erdet den Kreis wechselspannungsmäßig. $R_2$ schützt den Fokussierregler $R_1$ vor Stromstößen beim Umladen von $C_2$. Die erzeugte Fokussierspannung liegt über $R_3$ und L an der Fokussierelektrode.
Die Einrichtung zum Unterdrücken der Zeilenstruktur ist abschaltbar. Dies geschieht durch Drücken der entsprechenden Taste, wobei der Kontakt 4,5 schließt und die Gleichrichterstrecke unwirksam macht. Die dabei auftretende Mehrbelastung des Zeilentrafos wird jedoch durch den hochohmigen Widerstand $R_3$ (22 MΩ) verhindert. $C_3$ dient beim Schalten der Taste zur Funkenlöschung. Wird die Einrichtung abgeschaltet, so schaltet der Schalter S außer dem Kontakt 4,5 ebenfalls den Kontakt 2,3. Der beim Betrieb der Einrichtung kurzgeschlossene Klarzeichner wird damit wieder freigeschaltet und ist somit wirksam.

### Zeilenfreies Fernsehen in USA

Auch in den USA ist eine Einrichtung zum Unterdrücken der Zeilenstruktur entwickelt worden, und zwar von der Electronic Tube Division der Westinghouse Electric Corp. Grundsätzlich arbeitet diese Einrichtung nach dem Wobbelverfahren. Hierzu wird jedoch eine Bildröhre mit speziellem Elektrodensystem benötigt. Es wird angenommen (nähere Einzelheiten sind nicht bekannt), daß ein zusätzliches zweigeteiltes Gitter angebracht wurde, an das die Wobbelspannung angelegt wird. Der erforderliche Wobbelgenerator wird zwischen Bildröhre und Sockel gesteckt.
Wie man erkennt, ist dieses Verfahren sehr kompliziert. Den Vorteil hat hierbei die Bildröhren-Firma. Wünscht ein Kunde bei einem älteren Gerät „zeilenfreies" Fernsehen, so ist ein Bildröhrenwechsel unerläßlich. Man geht sogar soweit, als Verkaufsargument anzugeben, daß es Bildröhren „mit und ohne Zeilen" gibt.

### Die „Telelupe"

Im Zusammenhang mit der Einführung der Sabavision hat Saba die Telelupe propagiert. Nach Drücken der Taste „Telelupe" wird die Ablenkspannung vergrößert, womit ein bedeutend größeres Bild gegenüber dem Bildformat geschrieben wird. Der damit verbleibende Bildausschnitt ist somit um ein Drittel vergrößert. Ein derartiges „Spiel" ist nach Unterdrücken der Zeilenstruktur möglich. Beim Erhöhen der Ablenkleistung wird gleichzeitig ein 150-kΩ-Widerstand in der Leitung der Vertikalablenkung überbrückt, so daß die Bildgeometrie erhalten bleibt. Zusätzlich sollen entsprechende Änderungen der vorher eingestellten Helligkeit und Kontrast dafür sorgen, daß der visuelle Bildeindruck nicht verändert wird. *Orlik*

### Literatur


[1] Dr. H. Schulz: Die Unterdrückung der Zeilenstruktur beim Fernsehempfang mit Hilfe einer Zerstreuungsscheibe; Funkschau 8 (1960) S. 193 ··· 194

[2] Optische Kompensation der Zeilenstruktur des Fernsehbildes; Funktechnik 15 (1961) S. 525

[3] Sabavision verspricht „zeilenfreies" Fernsehen; Funkschau 15 (1961) S. 382

[4] Friedrich Kratochvil und Goswin Schaffstein: Magnetsystem zum Unterdrücken der Zeilenstruktur im Fernsehbild; radio mentor 11 (1961) S. 934 und 936

[5] Wege zum zeilenfreien Fernsehen; Funktechnik 18 (1961) S. 661

[6] Zeilenfreies Fernsehen und mehr Bedienungskomfort bei neuen Fernsehempfängern; Funkschau 19 (1961) S. 487

[7] Das „zeilenfreie Fernsehen" — Problematik und Technik; radio mentor 9 (1961) S. 340 ··· 342

[8] Zeilen; radio mentor 10 (1961) S. 822 bis 825

[9] „Zeilenfrei" in Schaub-Lorenz-Fernsehempfängern; Funkschau 2 (1962) S. 36

[10] Zeilenfreies Fernsehen auch in USA; Radioschau 1 (1962) S. 32

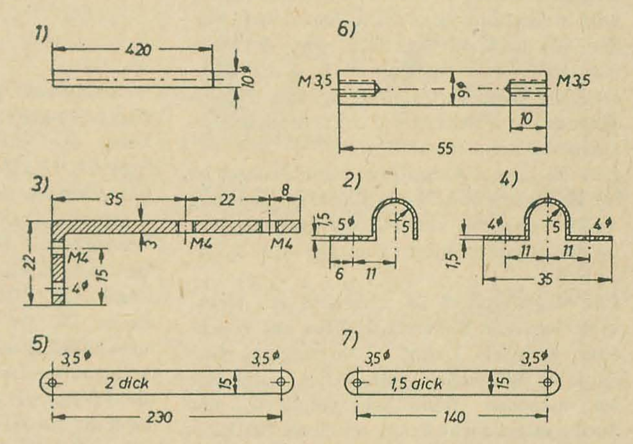

# Selbstbau eines 110°-TV-Empfängers


D. HUHN


*Nachdem jetzt 110°-Bildröhren und die zugehörigen Ablenkteile im Handel erhältlich sind, soll die in radio und fernsehen 23 (1960) S. 737 ··· 741 erschienene Bauanleitung für einen TV-Empfänger entsprechend erweitert werden. Außer dem mechanischen Umbau auf Klappchassis, dem Umbau der Zeilenendstufe und der Bildendstufe werden zur Ergänzung noch einige Schaltungen eingefügt, die bei 110°-Ablenktechnik erforderlich sind oder heute vom modernen Fernsehempfänger verlangt werden. Diese Zusatzschaltungen werden im folgenden in ihrer Wirkungsweise beschrieben, so daß beim Nachbau keine Schwierigkeiten entstehen dürften.*

### Mechanischer Umbau

Im Originalgerät wurde zur Befestigung der Bildröhre B 53 G 1 die komplette Bildröhrenhalterung des Rafena-Fernsehempfängers „Record" verwendet. Zu dieser Halterung gehört ein Auflagegestell, an dem das früher beschriebene Chassis herausklappbar befestigt wird. Da das Gerät nicht in ein Industriegehäuse eingebaut wurde, dies aber beim Nachbau oft der Fall sein wird, sollen die folgenden Maße der mechanischen Teile nur als eine mögliche Ausführungsform angesehen werden. Sie können je nach Bedarf und Abmessungen des Gehäuses geändert werden. Ein modernes Fernsehgerät wird doch nur vom erfahrenen Amateur gebaut werden, weshalb gerade hier beim mechanischen Aufbau eine bis ins einzelne gegliederte Bauvorschrift unnötig ist. Ausgehend von einer Erweiterung der ersten Bauanleitung [1] sollten mechanische Arbeiten an dem bereits verdrahteten Chassis möglichst umgangen werden. So wurde unter dem 50 mm breiten abgekanteten Rand des Chassis ein Eisenrohr (1) nach Bild 1 mit den fünf Schellen (2) angeschraubt. Am Rand des hinteren Winkels des Rafena-Gestells werden die beiden Winkel (3) angebracht. Auf diesen Winkeln ruht das am Chassis befestigte Eisenrohr (1), welches rechts und links durch je eine Schelle (4) gehalten wird. An dieser Schelle kann das Chassis natürlich nicht festgestellt werden, da ein zu großes Drehmoment auftritt. Die senkrechte Befestigung des Chassis muß wieder wie in der ersten Bauanleitung durch Verstrebungen (5) erfolgen. Teil 6 ist der Bolzen zur Befestigung des Kanalwählers (2 Stück), während Teil 7 die Verstrebung zeigt. Bild 2 zeigt die Ansicht des fertigen Chassis.




Teil 2,3,4; 11mm breit, Bohrung in Mitte; die Materialdicke der Teile 2,3,4,5 und 7 gilt für Eisenblech

**Bild 1: Mechanische Einzelteile für den Umbau**

### Die Zeilenendstufe

In die im Chassis bereits vorgesehene Bohrung wird die neue Zeilenendröhre PL 36 ein-

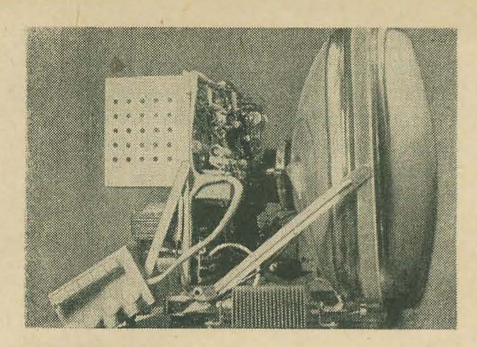


**Bild 2: Chassisansicht nach dem Umbau**

gesetzt. Als Zeilentransformator wurde im Originalgerät der Rafena-Transformator Bv 60000·144 verwendet, dessen Anschlußschema Bild 3 wiedergibt. Das Anschlußschema der hier verwendeten Ablenkeinheit AT 1009/01 enthält ebenfalls Bild 3.

Wirkung untersucht wurden. Das Ergebnis geht aus der grafischen Darstellung im Bild 5 hervor. In diesem Diagramm zeigt Kurve 1 die Abhängigkeit der Zeilenbreite von der Netzspannung, wenn keine Stabilisierung der Zeilenendstufe erfolgt. Die PL 36 erhält hier nur von einer fremden Spannungsquelle eine negative Gittervorspannung von 52 V.

Kurve 2 zeigt die gleiche Funktion, hier jedoch unter Verwendung einer einfachen Stabilisierungsschaltung mit Hilfe eines VDR-Widerstandes, die schon ein sehr gutes Ergebnis zeigt. Diese Schaltung ist im Bild 6 dargestellt.

In dieser Schaltung sorgt der spannungsabhängige Widerstand $R_4$ für die Gewinnung einer negativen Vorspannung für die PL 36. Die Höhe dieser Vorspannung wird durch die gleichfalls an den VDR-Widerstand gelegte Boosterspannung bestimmt, d. h. mit dem Potentiometer wird bei normaler Netzspannung von 220 V die Soll-Bildbreite eingestellt. Erhöht sich nun die Netzspannung, so entsteht am VDR-Widerstand infolge seiner nichtlinearen Kennlinie eine größere negative Spannung, die dem Gitter der PL 36 als Regelspannung zugeführt wird. Im entgegengesetzten Fall erhält die PL 36 eine weniger negative Spannung. Somit werden Netzspannungsschwankungen ausgeregelt.

Kurve 3 im Bild 5 ist das Ergebnis der Stabilisierungsschaltung, wie sie Bild 4 zeigt. Man erkennt die Wirkung einer zusätzlichen Regelröhre. In den zulässigen Grenzen ist die Bildbreite fast unabhängig von Netzspannungsschwankungen geworden. Die Wirkungsweise dieser Regelstufe sei kurz beschrieben: Die Anode der Röhre E(C)C 81 erhält über den Kondensator $C_4$ positive Impulse vom Zeilentransformator, die gleichzeitig über einen etwa 1 : 10 ausgelegten kapazitiven Spannungsteiler $C_1$, $C_2$ am Gitter dieser Röhre liegen. In der Katodenleitung liegt ein VDR-Widerstand, dessen Arbeitspunkt durch $R_1$ festgelegt ist. Das Katodenpotential als Spannungsvergleichswert liegt bei etwa +50 V. Durch den Spannungsteiler $R_2$, $R_3$ wird nun auch das Gitterpotential etwa bis zu beginnender Leitfähigkeit der Röhre angehoben. Wird nun die Amplitude der Zeilenimpulse aus einem beliebigen Grunde größer, so steigert dies den Anodenstrom der Röhre, da sie über den Spannungsteiler am Gitter liegen. Folglich wird das Potential am Widerstand $R_7$ negativer, wodurch auch die Zeilenendröhre eine negativere Gittervorspannung erhält, die dem Anwachsen der Zeilenimpulse entgegenwirkt. Vollkommen analoge Verhältnisse ergeben sich bei fallender Zeilenamplitude. Gleichzeitig mit der Bildbreite werden Booster- und Hochspannung stabilisiert. Da aus der Boosterspannung unter anderem der Bildsperrschwinger versorgt wird, ist auch in gewissem Grunde die Vertikalamplitude stabil.

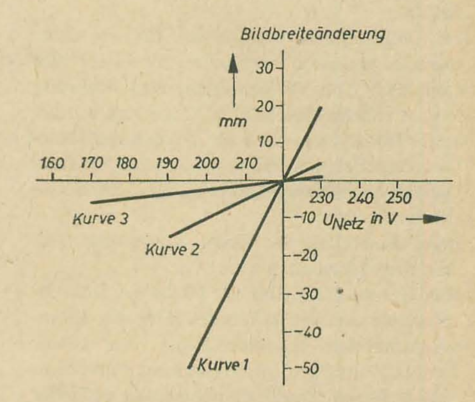



**Bild 5: Bildbreiteänderung als Funktion der Netzspannung ohne Stabilisierung (Kurve 1), mit Stabilisierung durch spannungsabhängigen Widerstand nach Bild 6 (Kurve 2) und mit Stabilisierung durch Regelverstärker nach Bild 4 (Kurve 3)**

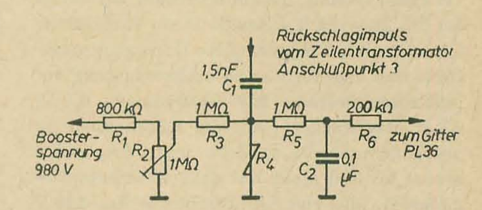



**Bild 6: Stabilisierung der Bildbreite durch spannungsabhängigen Widerstand (VDR)**

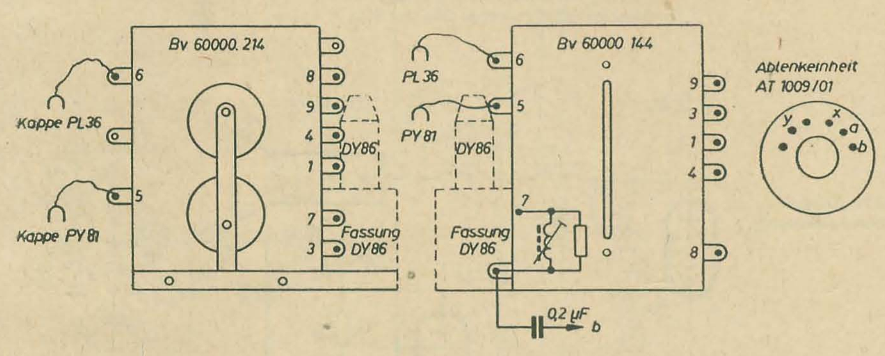



**Bild 3: Anschlußschema von Zeilentransformator und Ablenkeinheit**

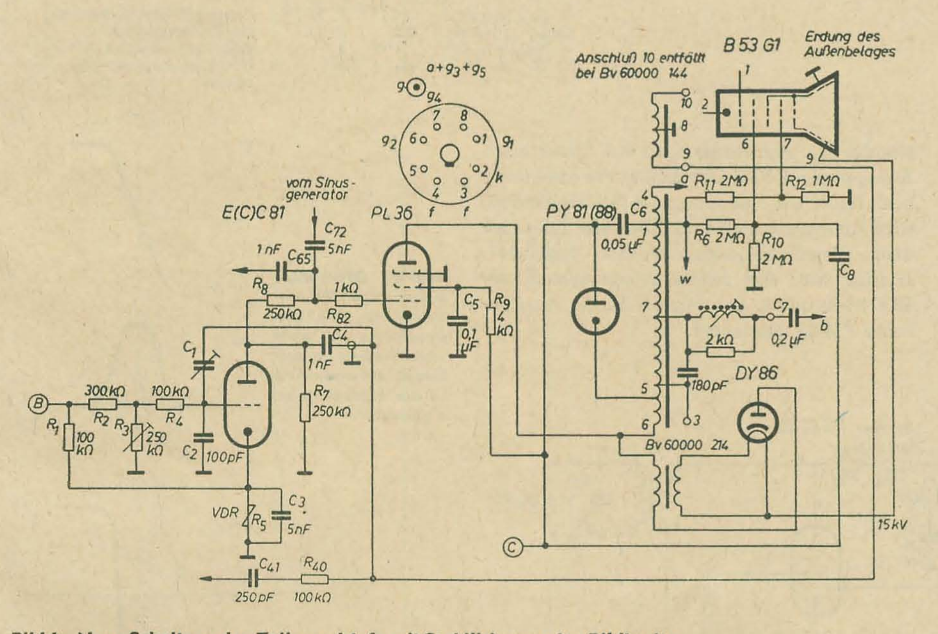



**Bild 4: Neue Schaltung der Zeilenendstufe mit Stabilisierung der Bildbreite**

Bild 4 zeigt die neue Schaltung der Zeilenendstufe. Da die 110°-Ablenkteile keine Bildbreitenregler mehr besitzen, sondern die Bildbreite zusammen mit der Hochspannung durch eine Gitterspannungsänderung der PL 36 geregelt wird, werden im folgenden zwei Stabilisierungsschaltungen beschrieben, die in ihrer

Gutstabilisierte Booster- und Hochspannungen sind wichtig für die Lebensdauer der Bildröhre. Deshalb ist bei den gegen Überlastung besonders empfindlichen 110°-Bildröhren eine Stabilisierung unumgänglich. Weiterhin bringt eine gute Zeilenautomatik viele Vorteile für die Qualität des Bildes, nämlich gleichbleibende Bildgeometrie, Zeilenschärfe und Helligkeit.

Im Originalgerät wurden im Ratiodetektor Germaniumdioden verwendet. Es bleibt also nach dem Ton-NF-Verstärker eine Bohrung frei, in welche eine ECC 81 eingesetzt werden kann. Ein System wird für die Zeilenautomatik verwendet, das andere wird später für einen Gleichspannungsverstärker in der Abstimmanzeige benutzt.

Beim Einstellen der Zeilen-Automatik geht man folgendermaßen vor:

Man legt an das Gitter der PL 36 ein Röhrenvoltmeter und dreht den Schleifer des Kleinpotentiometers $R_3$ nach Masse. Am Gitter der PL 36 muß dann eine Spannung von etwa —36 V liegen. Dreht man nun den Schleifer auf immer höheres Potential, bis die Röhre zu leiten beginnt, so steigt die Spannung am Gitter der PL 36 fast sprunghaft an. Dabei muß der Trimmer $C_1$ auf seinem geringsten Kapazitätswert stehen. Mit dem Kleinpotentiometer beibt man am Punkt beginnender Leitfähigkeit stehen und erhöht die Kapazität des Trimmers so weit, bis die Spannung am Gitter der PL 36 —52 V beträgt. Diese Einstellung nimmt man bei abgezogenem Hochspannungskabel und abgezogener Bildröhrenfassung vor (Bildröhrenheizung mit Skalenlampe 6,3 V/0,3 A überbrücken), um die Röhre nicht zu überlasten. Dann schließt man die Röhre wieder an und stellt mit dem Kleinpotentiometer $R_3$ die richtige Bildbreite bei 220 V Netzspannung ein. Die Boosterspannung muß dabei 980 V betragen.

### Vertikalablenkstufe

In der Vertikalablenkstufe arbeitet weiterhin die Röhre PCL 82. Ihr Triodensystem wird für den Sperrschwinger verwendet, der jetzt zwecks Stabilisierung der Bildhöhe aus der Boosterspannung versorgt wird. Das Pentodensystem arbeitet in Verbindung mit dem Refena-Ausgangsübertrager Bv 60000·130 (Record) und einer entsprechenden Gegenkopplungsschaltung als Endstufe. Die Schaltung, die sonst keine Besonderheiten aufweist, zeigt Bild 7.

### Abstimmanzeige

Um stets eine exakte Einstellung des Bildes zu ermöglichen, wurde eine Abstimmanzeige in das Gerät eingebaut (Bild 8). Von der Anode der letzten Bild-ZF-Röhre wird über $C_1$ und $R_1$ ein 38,9-MHz-Resonanzkreis gespeist. Da ein Gleichspannungsverstärker folgt, genügt es, diesen Resonanzkreis sehr lose anzukoppeln. Dies erfolgt durch Einfügen des Widerstandes $R_1$. Außerdem wird bei dieser losen Ankopplung die ZF-Durchlaßkurve nur gering beeinflußt. Die Spannung des Schwingkreises wird gleichgerichtet und über ein RC-Glied dem Gleichspannungsverstärker zugeführt. Hierfür wird das zweite Triodensystem der ECC 81 benutzt, das seinerseits die Anzeigeröhre PM 84 aussteuert.

### Scharfzeichner

Der Zweck der Scharfzeichnerschaltung nach Bild 9 mit Differenzierentzerrung besteht darin, verschliffene Impulsflanken, wie sie bei nicht einwandfreien Sendungen infolge langer Übertragungswege usw. mitunter vorliegen, zu versteilern und damit die Bildschärfe zu erhöhen. In der hier benutzten Schaltung wird die Sprungstelle durch das RC-Glied $(R_1 \parallel R_2) \cdot C_1$ einmal differenziert, und man erhält aus dem ursprünglichen Impuls (Bild 10a) den differenzierten Impuls (Bild 10b). Die Amplitude diese Impulses kann am Potentiometer $R_1$ eingestellt werden. Dieser Impuls wird in der EF 80 verstärkt und

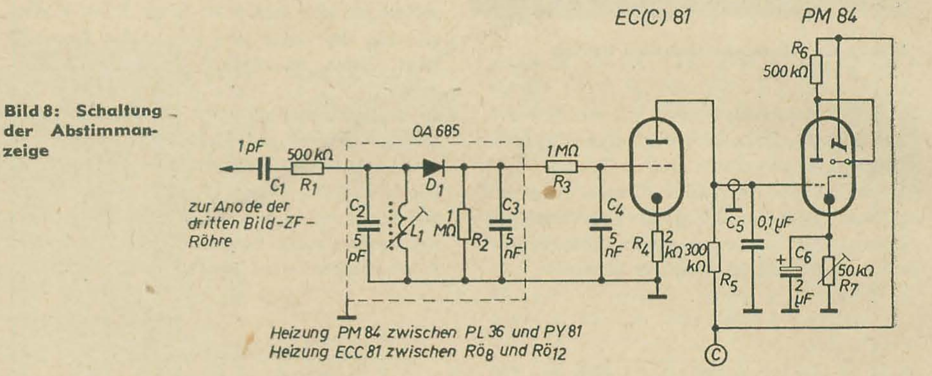


Bild 8: Schaltung der Abstimmanzeige

Bild 9: Scharfzeichnerschaltung

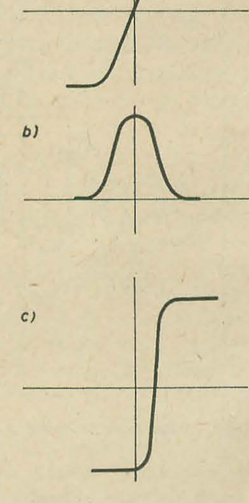



Bild 10: Wirkungsweise des Scharfzeichners. Die Impulsflanke a wird zum Impuls b differenziert und mit a in der Bildröhre zu c gemischt

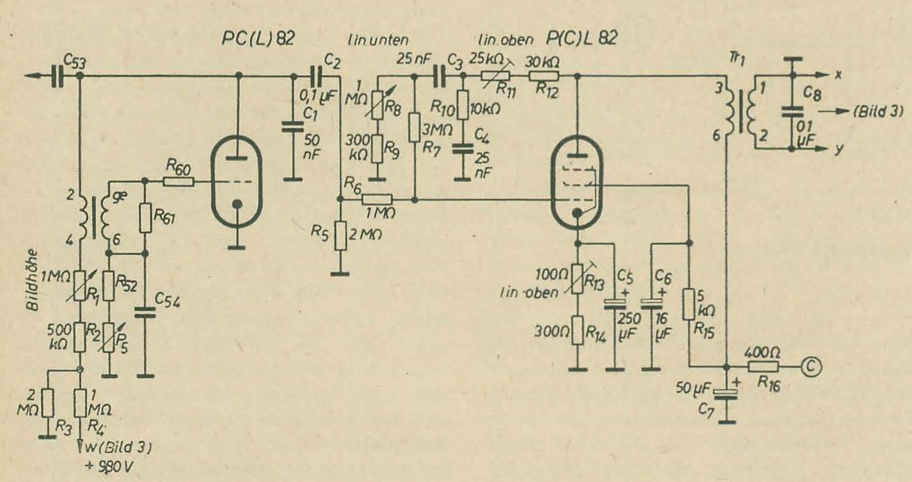


Bild 7: Schaltung der Vertikalablenkstufe

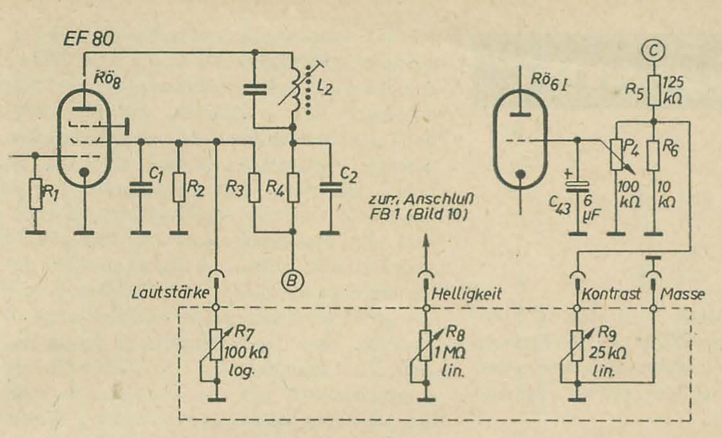



Bild 11: Schaltung der Fernbedienung


## Literatur

[1] D. Huhn: Ein TV-Empfänger — selbstgebaut; radio und fernsehen 23 (1960) S. 737 ··· 741

[2] TV-Empfänger ORION AT 611; radio und fernsehen 7 (1961) S. 203 ··· 206

[3] W. Taeger: Die Ablenktechnik in TV-Empfängern mit 110°-Bildröhren; radio und fernsehen 14 (1959) S. 435 ··· 437

[4] W. Taeger: Interessante Einzelheiten aus neuen Fernsehempfängern; radio und fernsehen 24 (1957) S. 762 ··· 763

[5] O. Limann: Fernsehtechnik ohne Ballast; Franzis-Verlag München

[6] Rafena-Unterlagen des TV-Empfängers „Record"


dem Gitter der Bildröhre zugeführt. Durch diese Mischung des ursprünglichen Impulses mit dem differenzierten Impuls innerhalb der Bildröhre spart man eine zusätzliche Phasenumkehrstufe ein. Bei dieser Überlagerung ergibt sich als der die Bildröhre insgesamt steuernde Impuls der versteilerte nach Bild 10c. Wie Bild 10c zeigt, dreht sich bei der einfachen Differentiation die Impulsflanke nicht um ihren Mittelpunkt, sondern sie wird zeitlich etwas verschoben. Dieser Fehler ist aber im Bild kaum wahrnehmbar. Stellt man die Amplitude des Zusatzimpulses zu groß ein, wird Überschwingen sichtbar. Der Einstellbereich des Differenziergliedes wurde jedoch soweit eingeengt, daß die Einstellung einer unvernünftig großen Amplitude nicht möglich ist. In der im Bild 9 gezeigten Schaltung des Differenzierentzerrers ist weiterhin vom Schleifer des Helligkeitspotentiometers eine Reihenschaltung von $R_9$ und $C_7$ nach Masse geführt. Diese Maßnahme dient zur Unterdrückung des Nachleuchtfleckes, da dieser bei 110°-Röhren zur Beschädigung der Leuchtschicht führen kann. Nach dem Abschalten des Gerätes vom Netz entlädt sich der Kondensator $C_7$ über den hochohmigen Widerstand $R_9$ langsamer, als die Spannung an der Katode der Bildröhre abfällt. Dadurch wird im Abschaltmoment der Hochspannungsbelag der Bildröhre entladen. Dabei muß aber der Helligkeitsregler in seiner Betriebsstellung verbleiben, da sonst die Spannung des Kondensators nach dem Abschalten nicht zur Wirkung kommen kann.

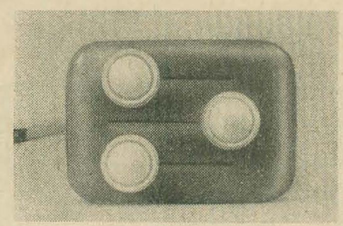


Bild 12: Ansicht der in eine Kunststoffdose eingebauten Fernbedienung

### Fernbedienung

Die drei Potentiometer zur Fernbetätigung von Helligkeit, Lautstärke und Kontrast sind auf einer 1,5 mm dicken Aluminiumplatte befestigt.

Bild 11 zeigt die Schaltung der Fernbedienung.

## Tabelle 1: Zusammenstellung der verwendeten Einzelteile

**Zeilenendstufe (Bild 4)**

| | Bezeichnung | Wert | Belastung |
|---|---|---|---|
| $R_1$ | Schichtwiderstand | 100 kΩ / | 1 W |
| $R_2$ | Schichtwiderstand | 300 kΩ / | 0,25 W |
| $R_3$ | Kleinstschichtdrehwiderstand | 250 kΩ / | 0,1 W |
| $R_4$ | Schichtwiderstand | 100 kΩ / | 0,25 W |
| $R_5$ | Herwid-S O · 22/ 200 — 13 | | |
| $R_6$ | Schichtwiderstand | 2 MΩ / | 0 5 W |
| $R_7$ | Schichtwiderstand | 250 kΩ / | 0,25 W |
| $R_8$ | Schichtwiderstand | 250 kΩ / | 0,25 W |
| $R_9$ | Schichtwiderstand od. Drahtwiderstand | 4 kΩ / | 4 W |
| $R_{10}$ | Schichtwiderstand | 2 MΩ / | 0,5 W |
| $R_{11}$ | Schichtwiderstand | 2 MΩ / | 0,5 W |
| $R_{12}$ | Schichtwiderstand | 1 MΩ / | 0,5 W* |
| $C_1$ | Trimmer 2496 | | |
| $C_2$ | Keramikkondensator | 100 pF / | 250 V |
| $C_3$ | Epsilankondensator | 5 nF / | 250 V |
| $C_4$ | Keramikkondensator | 1 nF / | 500 V |
| $C_5$ | Papierkondensator | 0,1 µF / | 250 V |
| $C_6$ | Papierkondensator | 0,05 µF / | 1000 V |
| $C_7$ | Papierkondensator | 0,2 µF / | 250 V |
| $C_8$ | Papierkondensator | 10 nF / | 1000 V |

**Stabilisierungsschaltung (Bild 6)**

| | Bezeichnung | Wert | Belastung |
|---|---|---|---|
| $R_1$ | Schichtwiderstand | 800 kΩ / | 0,5 W |
| $R_2$ | Potentiometer | 1 MΩ / | 0,4 W |
| $R_3$ | Schichtwiderstand | 1 MΩ / | 0,5 W |
| $R_4$ | VDR Herwid-S 0·19/ 3000 — 9 | | |
| $R_5$ | Schichtwiderstand | 1 MΩ / | 0,5 W |
| $R_6$ | Schichtwiderstand | 200 kΩ / | 0,25 W |
| $C_1$ | Kondensator | 1,5 nF / | 1000 V |
| $C_2$ | Kondensator | 0,1 µF / | 250 V |

**Vertikalablenkstufe (Bild 7)**

| | Bezeichnung | Wert | Belastung |
|---|---|---|---|
| $R_1$ | Potentiometer | 1 MΩ / | 0,4 W |
| $R_2$ | Schichtwiderstand | 500 kΩ / | 0,5 W |
| $R_3$ | Schichtwiderstand | 2 MΩ / | 0,5 W |
| $R_4$ | Schichtwiderstand | 1 MΩ / | 1 W |
| $R_5$ | Schichtwiderstand | 2 MΩ / | 0,25 W |
| $R_6$ | Schichtwiderstand | 1 MΩ / | 0,25 W |
| $R_7$ | Schichtwiderstand | 3 MΩ / | 0,25 W |
| $R_8$ | Potentiometer | 1 MΩ / | 0,2 W |
| $R_9$ | Schichtwiderstand | 300 kΩ / | 0,25 W |
| $R_{10}$ | Schichtwiderstand | 10 kΩ / | 0,25 W |
| $R_{11}$ | Potentiometer | 25 kΩ / | 0,2 W |
| $P_{12}$ | Schichtwiderstand | 30 kΩ / | 0,25 W |
| $R_{13}$ | Draht-Drehwiderstand | 100 Ω | |
| $R_{14}$ | Schichtwiderstand | 300 Ω / | 2 W |
| $R_{15}$ | Schichtwiderstand | 5 kΩ / | 1 W |
| $R_{16}$ | Schichtwiderstand | 400 Ω / | 1 W |
| $C_1$ | Kunstfolienkondensator | 50 nF / | 250 V |
| $C_2$ | Kunstfolienkondensator | 0,1 µF / | 250 V |
| $C_3$ | Kunstfolienkondensator | 25 nF / | 250 V |
| $C_4$ | Kunstfolienkondensator | 25 nF / | 500 V |
| $C_5$ | Elektrolytkondensator | 250 µF / | 30 V |
| $C_6$ | Elektrolytkondensator | 16 µF / | 350 V |
| $C_7$ | Elektrolytkondensator | 50 µF / | 350 V |
| $C_8$ | Kunstfolienkondensator | 0,1 µF / | 250 V |
| $Tr_1$ | Rafena-„Record" Bv 60000 · 130 | | |

**Abstimmanzeige (Bild 8)**

| | Bezeichnung | Wert | Belastung |
|---|---|---|---|
| $R_1$ | Schichtwiderstand | 500 kΩ / | 0,1 W |
| $R_2$ | Schichtwiderstand | 1 MΩ / | 0,1 W |
| $R_3$ | Schichtwiderstand | 1 MΩ / | 0,1 W |
| $R_4$ | Schichtwiderstand | 2 kΩ / | 0,1 W |
| $R_5$ | Schichtwiderstand | 300 kΩ / | 0,25 W |
| $R_6$ | Schichtwiderstand | 500 kΩ / | 0,25 W |
| $R_7$ | Einstellregler | 50 kΩ / | 0,2 W |
| $C_1$ | Keramikkondensator | 1 pF / | 250 V |
| $C_2$ | Keramikkondensator | 5 pF / | 160 V |
| $C_3$ | Epsilankondensator | 5 nF / | 250 V |
| $C_4$ | Epsilankondensator | 5 nF / | 250 V |
| $C_5$ | Kunstfolienkondensator | 0,1 µF / | 250 V |
| $C_6$ | Elektrolytkondensator | 2 µF / | 250 V |
| $L_1$ | 21 Wdg. 0,2 mm Ø CuL auf Spulenkörper 5 mm Ø mit HF-Eisen-Schraubkern | | |

**Scharfzeichner (Bild 9)**

| | Bezeichnung | Wert | Belastung |
|---|---|---|---|
| $R_1$ | Potentiometer | 5 kΩ / | 0,2 W lin |
| $R_2$ | Schichtwiderstand | 3 kΩ / | 0,1 W |
| $R_3$ | Schichtwiderstand | 200 Ω / | 0,1 W |
| $R_4$ | Schichtwiderstand | 10 kΩ / | 1 W |
| $R_5$ | Schichtwiderstand | 20 kΩ / | 0,1 W |
| $R_6$ | Schichtwiderstand | 50 kΩ / | 0,1 W |
| $R_7$ | Schichtwiderstand | 200 kΩ / | 0,1 W |
| $R_8$ | Schichtwiderstand | 250 kΩ / | 0,25 W |
| $R_9$ | Schichtwiderstand | 500 kΩ / | 0,25 W |
| $R_{10}$ | Potentiometer | 500 kΩ / | 0,2 W |
| $R_{11}$ | Einstell-Schichtwiderstand | 250 kΩ / | 0,1 W |
| $R_{12}$ | Schichtwiderstand | 10 kΩ / | 0,1 W |
| $C_1$ | Keramikkondensator | 5 pF / | 250 V |
| $C_2$ | Epsilan-Kondensator | 1 nF / | 250 V |
| $C_3$ | Epsilan-Kondensator | 5 nF / | 250 V |
| $C_4$ | Epsilan-Kondensator | 5 nF / | 250 V |
| $C_5$ | Epsilan-Kondensator | 10 nF / | 250 V |
| $C_6$ | Kunstfolienkondensator | 0,1 µF / | 250 V |
| $C_7$ | Elektrolytkondensator | 4 µF / | 250 V |
| $L_1$ | Drossel | 100 µH | |
| $L_2$ | Drossel | 160 µH | |

**Fernbedienung (Bild 12)**

| | Bezeichnung | Wert | Belastung |
|---|---|---|---|
| $R_1$ | Schichtwiderstand | 100 kΩ / | 0,1 W |
| $R_2$ | Schichtwiderstand | 100 kΩ / | 0,25 W |
| $R_3$ | Schichtwiderstand | 100 kΩ / | 0,25 W |
| $R_4$ | Schichtwiderstand | 1 kΩ / | 0,25 W |
| $R_5$ | Schichtwiderstand | 125 kΩ / | 0,5 W |
| $R_6$ | Schichtwiderstand | 10 kΩ / | 0,1 W |
| $R_7$ | Potentiometer | 100 kΩ / | 0,2 W log. |
| $R_8$ | Potentiometer | 1 MΩ / | 0,2 W lin. |
| $R_9$ | Potentiometer | 25 kΩ / | 0,2 W lin. |
| $C_1$ | Epsilankondensator | 5 nF / | 250 V |
| $C_2$ | Epsilankondensator | 5 nF / | 250 V |

Mit * bezeichnete Widerstände können in ihrem Wert geändert werden.

## Aus der Reparaturpraxis

### Einsparung am „Oszi 40“

Der in radio und fernsehen 13 (1958) S. 411 ··· 414 beschriebene Kleinst-Oszillograf „Oszi 40“, der sich größter Beliebtheit erfreut, bietet immer wieder die Möglichkeit für Schaltungserweiterungen und Verbesserungen (siehe auch radio und fernsehen 6 (1961) S. 171.

Es ist jedoch auch interessant, Überlegungen anzustellen, ob nicht auch Einsparungen an diesem kleinen Gerät möglich sind, ohne daß dadurch eine Qualitätseinbuße eintritt.

Für den Transitron-Miller-Integrator wird bei der von der Firma Böthner K.-G. hergestellten Ausführung für den Schalter $S_2$ ein Zweiebenenschalter mit 2 × 11 Kontakten eingesetzt. Bei diesem Schalter werden auf der Ebene 1 die Kondensatoren $C_{10} \cdots C_{18}$ und auf der Ebene 2 die Kondensatoren $C_{20} \cdots C_{28}$ geschaltet (Bild 1).

Wird anstelle dieses Zweiebenenschalters ein Vierebenenschalter mit 4 × 11 Kontakten verwendet, können die Kondensatoren $C_{11}$ bis $C_{18}$ entfallen. Wie aus Bild 2 ersichtlich ist, werden bei dieser Schaltungsart die Kondensatoren abwechselnd an die Röhre angeschaltet.

Vom Verfasser wurden als günstigste Werte für eine gute Überlappung der einzelnen Frequenzbereiche folgende Größen ermittelt:

$C_{10} = 0{,}1\ \mu F$
$C_{20} = 47\ nF$
$C_{21} = 22\ nF$
$C_{23} = 2{,}2\ nF$
$C_{24} = 600\ pF$
$C_{25} = 200\ pF$
$C_{26} = 60\ pF$
$C_{27} = 20\ pF$
$C_{28} = 10\ pF$

Ein bei der Fa. Böthner K.-G. (die die Fertigung des Kleinstoszillografen übernommen hat) aufgebautes Versuchsmuster mit einem Vierebenenschalter arbeitet wie die alte Ausführung einwandfrei.

*Heinz Foerster*

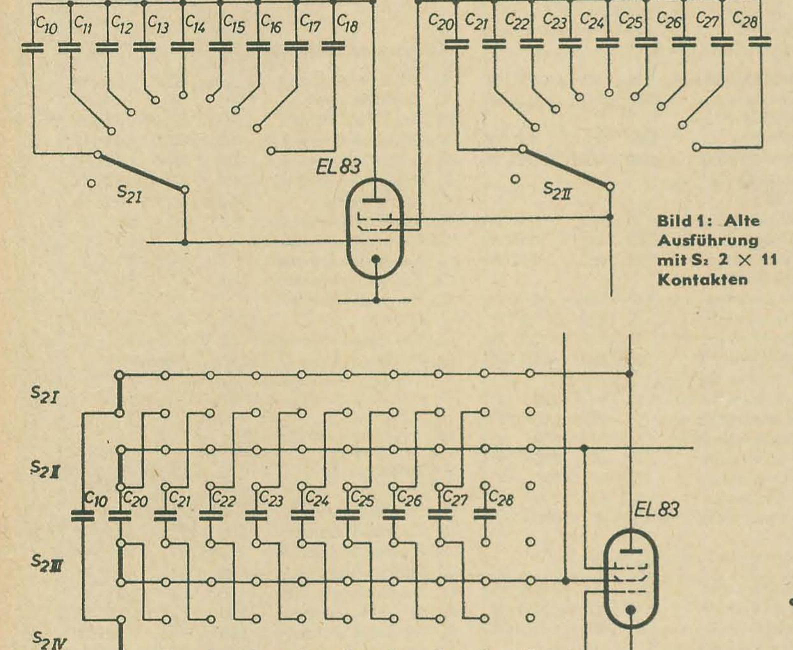



**Bild 1: Alte Ausführung mit $S_2$ 2 × 11 Kontakten**

**Bild 2: Neue Ausführung mit $S_2$ 4 × 11 Kontakten**

### Kleines Reparaturprüfgerät

Für viele Fehler, die im Empfänger auftreten, lohnt es nicht, große oder teure Meß- und Prüfgeräte einzusetzen. Mit dem hier beschriebenen kleinen Gerät in der Größe 140 × 75 × 60 mm kann man zahlreiche Fehler schnell feststellen. Mit einem 18stufigen einpoligen Drehschalter wird die jeweilig gebrauchte Funktion eingestellt. Als Durchgangs-(Ω-)Prüfung dient wahlweise der 6-V-Bereich des Voltmeters (Vollausschlag 5 mA) oder die Glühlampe ($Bu_1$ und $Bu_3$) in Verbindung mit einer 3-V-Stabbatterie. Der Widerstand 70 Ω ist lediglich zum Schutz der Lampe bei Messungen von Heizspannungen ($Bu_1$ und $Bu_2$) bis 6,3 V in die Schaltung eingebaut. Mit dem Gleichstromvoltmeter können Anoden- und Schirmgitterspannungen sowie Batteriespannungen in den Bereichen 6 V, 60 V, 300 V und bei Benutzung von $Bu_2$ und $Bu_4$, unter Berücksichtigung einer anderen Skaleneinteilung, auch Wechselspannungen gemessen werden. Der Gleichrichter (240 V/60 mA) zwischen $Bu_3$ und $Bu_4$ kann kurzzeitig eine Gleichrichterstrecke im zu untersuchenden Gerät ersetzen.

Mit dem probeweisen Anschalten der hier eingebauten gebräuchlichen Werte von Widerständen und Kondensatoren werden diese Teile untersucht bzw. verglichen. Außerdem sind noch eine Germaniumdiode zum Überbrücken defekter Diodenstrecken und eine Glimmlampe zur Netz- und Phasenprüfung vorhanden. Wie aus der Schaltung ersichtlich ist, sind die Bananenstecker der Prüfschnüre grundsätzlich in $Bu_2$ und $Bu_3$ zu stecken; nur bei Durchgangsprüfung mit Glühlampe oder Wechselstrommessung und Gleichrichtung sind auch $Bu_1$ bzw. $Bu_4$ zu benutzen. Da an $Bu_3$ stets Plus anzuschließen ist, ist dieselbe rot gekennzeichnet. Um die Abmessungen möglichst klein zu halten, sind die meisten Widerstände und Kondensatoren unmittelbar an den Stufenschalter angelötet, ebenso auch die Glüh- und Glimmlampe. Der gedrängte Aufbau ist aus den Abbildungen ersichtlich. Das Gerät ist in zwei Etagen in das Kästchen (abgeschnittener alter Akku aus Hartgummi) eingebaut. Es ist selbstverständlich, daß die Widerstände möglichst hoch belastbar sind und die Kondensatoren eine hohe Prüfspannung aufweisen.

*Horst Wenige*

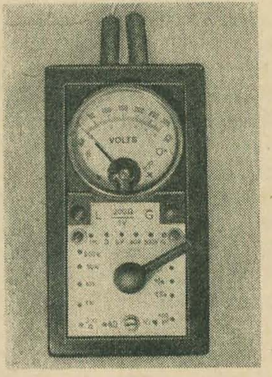



**Bild 1: Vorderansicht des Reparaturprüfgeräts**

**Bild 2: Gehäuse mit eingebauten Bauteilen**

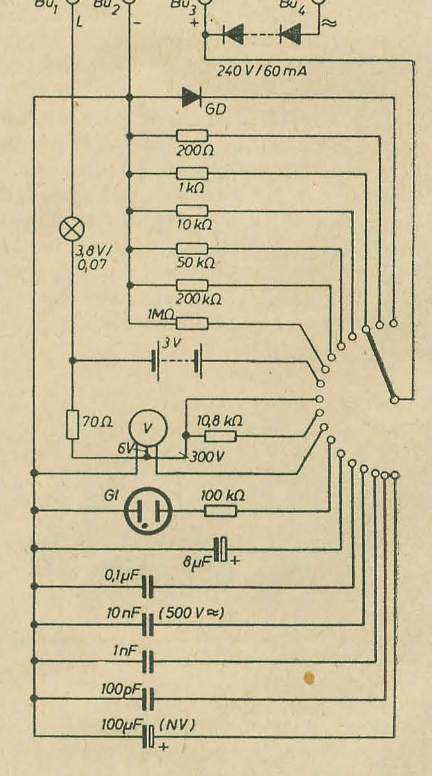



**Bild 3: Schaltung des Reparaturprüfgeräts**

# Wirkungsweise und Dimensionierung transistorisierter Ringzähler

*HANS-JÜRGEN SCHILLER*

*Der nachfolgende Beitrag behandelt den Aufbau und die Wirkungsweise eines Ringzählers; dabei werden die Berechnungsgrundlagen für die einzelnen Stufen abgeleitet und zwei verschiedene Arten der Ansteuerung gegenübergestellt. Außerdem werden Frequenz- und Temperaturverhalten unterschiedlich ausgelegter Zähler untersucht und miteinander verglichen.*

### Arbeitsprinzip

Schaltet man eine Anzahl bistabiler Stufen so zusammen, daß nur jeweils eine dieser Stufen dem Schaltzustand „L" entsprechen kann, während alle übrigen in der Stellung „O" stehen und daß sich dieses „L" durch Steuerimpulse von Stufe zu Stufe fortschalten läßt, so spricht man von einem Ringzähler. Von der letzten Stufe kann die Information wieder auf die erste gegeben werden, so daß ein geschlossener Kreis entsteht und die Ziffer „L" in Abhängigkeit von den Steuerimpulsen dauernd umläuft. Durch einen besonderen Impuls kann jederzeit die erste Stufe wieder die Stellung „L" einnehmen. Von den einzelnen Stufen des Ringzählers können Torschaltungen gesteuert werden.

Bild 1 zeigt das Blockschaltbild des Ringzählers mit Torschaltungen.

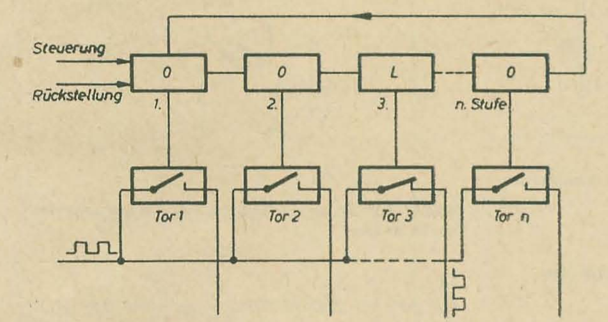



**Bild 1: Blockschaltbild des Ringzählers mit Torschaltungen**

### Wirkungsweise der Schaltung

Bild 2 zeigt zwei Stufen eines Ringzählers. Die einzelnen bistabilen Stufen sind jeweils über den Kondensator $C_1$ miteinander gekoppelt.

Die Emitter aller linken Transistoren liegen über den Übertrager Ü und den gemeinsamen Emitterwiderstand $R_1$ an O. Die Emitter aller rechten Transistoren besitzen den gemeinsamen Emitterwiderstand $R_2$. Der Zustand, linker Transistor gesperrt, rechter geöffnet, soll der Nullstellung entsprechen, und der umgekehrte Zustand der Stellung „L". Befindet sich z. B. die erste Stufe in der Stellung „L", so wird sie beim Anlegen eines negativen Impulses an den Eingang A in die Stellung „O" umgeschaltet. Dabei entsteht am Kollektor des linken Transistors ein negativer Impuls, der die nächste Stufe in die Stellung „L" umschaltet. Der dabei an deren Ausgang entstehende positive Impuls trifft auf die Basis des gesperrten Transistors der nächsten Stufe und sperrt diesen vollends, schaltet also die Stufe nicht weiter. Die Fortwirkung der entstehenden kleinen Impulse ist relativ gering, da das Sperren eines gesperrten Transistors weniger Einfluß auf den Schaltzustand der Stufe hat, als das Öffnen eines schon geöffneten Transistors. Jeder weitere Impuls rückt die Ziffer „L" um einen Schritt weiter nach rechts. Die Rückstellung des Zählers in die Nullstellung („L" in der ersten Stufe) erfolgt durch einen positiven Impuls auf die Basis des Transistors $T_1$. Der Basiswiderstand $R_6$ der ersten Stufe liegt nicht direkt, sondern über $T_1$ an O. $T_1$ wird normalerweise über $R_3$ offengehalten. Liegt jetzt ein positiver Impuls an seiner Basis, so steigt die Basisspannung des ersten Transistors der ersten Zählerstufe und sie kippt in die Stellung „L". Die zuvor in der Stellung „L" stehende beliebige Stufe wird über den gemeinsamen Emitterwiderstand $R_1$ in die Stellung „O" gebracht.

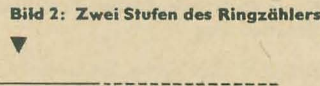
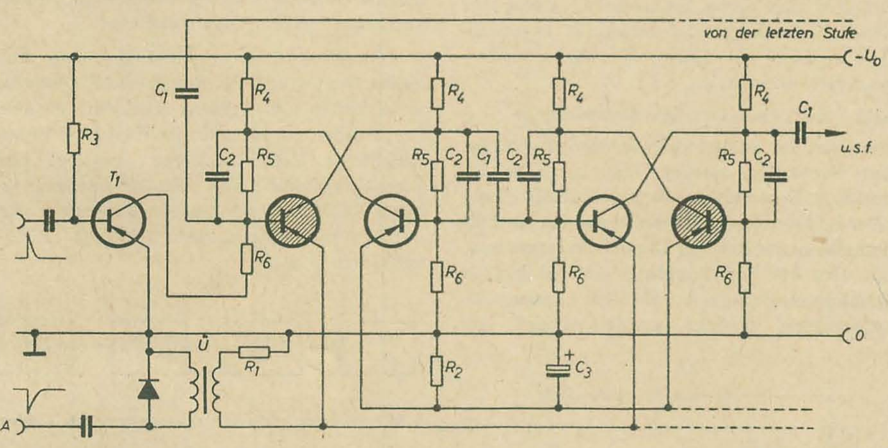


**Bild 2: Zwei Stufen des Ringzählers**




### Dimensionierung des Zählers

Der Ringzähler besteht aus einer Kette gleicher Flip-Flop-Stufen, deren Berechnung aus Bild 3 abgeleitet werden kann.

Es gilt:

$$U_O = U_E + U_{CE} + R_4 (I_C + I_1')$$

$$R_4 = \frac{U_O - U_E - U_{CE}}{I_C + I_1'} \qquad (1)$$

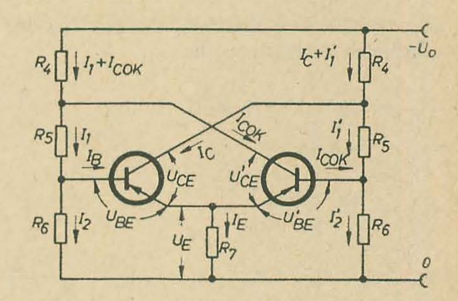



**Bild 3: Flip-Flop-Stufe**

Zur besseren Temperaturstabilisierung setzt man

$$I_1' \leq \frac{1}{10} I_C$$

$$\frac{I_1'}{I_C} = A \leq \frac{1}{10} \quad \text{und} \quad I_1' = 10 \cdot I_{COK}$$

Gleichung (1) wird damit

$$R_4 = \frac{U_O - U_E - U_{CE}}{I_C (1 + A)}$$

Für den Spannungsteiler $R_5$, $R_6$ gilt:

$$\begin{aligned} U_E + U_{CE} &= R_6 \cdot I_2' + R_5 \cdot I_1' \\ &= R_6 (I_1' + I_{COK}) + R_5 \cdot I_1' \\ &= I_1' (R_6 + R_5) + R_6 \cdot I_{COK} \\ I_1' (R_6 + R_5) &= U_E + U_{CE} - R_6 \cdot I_{COK} \end{aligned}$$

$$I_1' = I_C \cdot A$$

$$I_C \cdot A \cdot R_6 + I_C \cdot A \cdot R_5$$
$$= U_E + U_{CE} - R_6 \cdot I_{COK}$$

$$R_6 = \frac{U_E + U_{CE} - I_C \cdot A \cdot R_5}{I_C \cdot A + I_{COK}} \qquad (3)$$

Für $R_6$ läßt sich aus dem stromführenden Zweig eine weitere Bedingung ableiten

$$U_O =$$
$$U_E + U_{BE} + R_5 (I_2 + I_B) + R_4 (I_1 + I_{COK})$$
$$U_O - U_{BE} - U_E =$$
$$R_5 \cdot I_2 + R_5 \cdot I_B + R_4 \cdot I_2 + R_4 \cdot I_B + R_4 \cdot I_{COK}$$
$$= I_2 (R_5 + R_4) + I_B (R_5 + R_4) + R_4 \cdot I_{COK}$$

$$I_2 = \frac{U_E + U_{BE}}{R_6}$$

$$R_6 = \frac{(U_E + U_{BE}) (R_5 + R_4)}{U_O - U_{BE} - U_E - I_B (R_5 + R_4) - I_{COK} \cdot R_4} \qquad (4)$$

Werden die Gleichungen (3) und (4) gleichgesetzt, entsteht eine quadratische Gleichung der Form $x^2 + px + q = 0$.

Die Glieder p und q lassen sich durch die Näherung $U_{BE} = U_{CE}$ noch etwas vereinfachen.

$$p = \frac{-U_O + (I_B + I_{COK})\left(R_4 - \frac{U_E + U_{BE}}{A \cdot I_C}\right)}{I_B}$$

$$q = \frac{(U_E + U_{BE})\,(U_O - U_{BE} - I_B \cdot R_4 - R_4 \cdot I_C \cdot A - 2 \cdot R_4 \cdot I_{COK} - U_E)}{A \cdot I_C \cdot I_B}$$

Für $R_5$ gilt mit p und q:

$$R_5 = -\frac{p}{2} \pm \sqrt{\frac{p^2}{4} - q} \qquad (5)$$

Der Emitterwiderstand $R_7$ gehorcht folgender Beziehung:

$$R_7 = \frac{U_E}{I_C + I_B} \qquad (6)$$

Für die Kollektor-Emitterspannung $U_{\grave{C}E}$ des gesperrten Transistors gilt:

$$U_O = U_E + U_{\grave{C}E} + R_4\,(I_1 + I_{COK})$$

$$I_1 = I_2 + I_b$$

$$I_2 = \frac{U_E + U_{BE}}{R_6}$$

$$U_O = U_E + U_{\grave{C}E} + R_4\left(I_{COK} + I_B + \frac{U_E + U_{BE}}{R_6}\right)$$

$$U_{\grave{C}E} = U_O - U_E - R_4\,(I_{COK} + I_B) - \frac{R_4}{R_6}\,(U_E + U_{BE})$$

Die Größe des Ausgangsimpulses $\Delta U$ ergibt sich jetzt als Differenz zwischen der Kollektor-Emitterspannung $U_{CE}$ des geöffneten Transistors und der Kollektor-Emitterspannung $U_{\grave{C}E}$ des geschlossenen Transistors.

$$\Delta U = U_{CE} - U_{\grave{C}E}$$

$$\Delta U = U_{CE} - U_O + U_E + R_4\,(I_{COK} + I_B) + \frac{R_4}{R_6}\,(U_E + U_{BE}) \qquad (7)$$

Die Kondensatoren $C_2$ dienen der Verbesserung des Schaltverhaltens. Sie können aus der Beziehung

$$C_2 \cdot R_4 \geq \frac{1}{f_\alpha} \qquad (8)$$

ermittelt werden, wobei $f_\alpha$ die Grenzfrequenz in Basisschaltung ist. Der Kondensator $C_3$ soll die Gegenkopplung über $R_2$ aufheben. Man setzt günstig einen Elektrolytkondensator mit mehreren $\mu$F ein.

Für die Koppelkondensatoren $C_1$ gilt ebenfalls die Beziehung (8). Es wird also $C_2 = C_1$.

Bei einem Ringzähler sind von den linken n-Transistoren stets einer leitend und n-1 gesperrt und von den rechten n-1 leitend und einer gesperrt. Da die Symmetrie der einzelnen Stufen aber gleiche Emitterspannung fordert, gilt für die Emitterwiderstände

$$\frac{R_1}{R_2} = n - 1\,, \qquad (9)$$

wobei $R_1$ des Ringzählers gleich dem $R_7$ der berechneten Stufe ist.

## Fortschaltung mittels Übertrager

Bild 4 zeigt die erste Stufe eines Zählers mit transformatorgekoppelter Steuerung.

Trifft ein negativer Impuls auf den Eingang A, so wird das Emitterpotential aller linken Transistoren angehoben. Die in Stellung „O" stehenden Stufen werden nur sehr geringfügig beeinflußt, denn ihre linken Transistoren sind bereits gesperrt. Der linke Transistor der in Stellung „L" stehenden Stufe wird durch den Impuls gesperrt, d. h. die Stufe kippt und öffnet dabei den linken Transistor der folgenden Stufe. Der Zustand „L" rückt einen Schritt weiter. Voraussetzung für ein sicheres Arbeiten ist ein leistungsstarker kurzer Steuerimpuls mit steiler Vorderflanke.

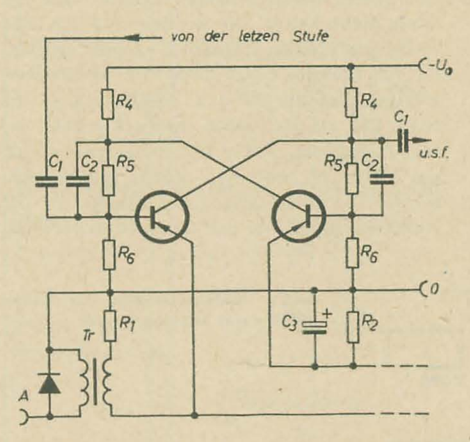



**Bild 4: Erste Stufe eines Zählers mit transformatorgekoppelter Steuerung**

## Fortschaltung durch Transistor im Emitterweg

Schaltet man einen Transistor in Reihe mit dem Emitterwiderstand der linken Transistoren, so kann mit diesem der Zähler weitergeschaltet werden.

Bild 5 zeigt eine derartige Ansteuerung.

Diese Art der Ansteuerung hat einige Vorteile. Zur Steuerung werden nur noch relativ leistungsschwache Impulse benötigt, die direkt einer Spitzenstufe entnommen werden. Es fällt deshalb ein zweistufiger Impulsverstärker weg, mit dem bei Trafokopplung erst die gleiche Schaltgeschwindigkeit wie bei Transistoransteuerung erreicht wurde. Wegen der Schaltungsvereinfachung bei gleichen elektrischen Eigenschaften wird im folgenden nur noch diese Ansteuerung benutzt.

**Bild 5: Fortschaltung mit Transistor im Emitterzweig**

## Einfluß der Steuerimpulsform auf das Schaltverhalten des Zählers

Form und Tastverhältnis der Steuerimpulse haben großen Einfluß auf die maximale Zählfrequenz. Kurze, steile Impulse, die mit der Schaltung nach Bild 6 zu erzielen sind, ermöglichen Zählfrequenzen über 100 kHz.

Solange der Steuerimpuls $T_3$ gesperrt hält, kann der Zustand „L" nicht weiter geschaltet werden, da alle linken Transistoren über ihre Emitter gesperrt sind. Der Fortschaltimpuls, den die in die Stellung „O" kippende Stufe abgibt, darf deshalb in der Kombination $C_1 R_6$ nur so schnell abklingen, daß er nach beendigtem Steuerimpuls noch in der Lage ist, die nächste Stufe zu kippen. $C_1$ und $R_6$ übernehmen damit die Funktion eines Zwischenspeichers während der Dauer des Steuerimpulses. Die Dauer des Steuerimpulses stellt eine gewisse Totzeit des Zählers dar, während dieser keine Schaltungen erfolgen können. Sie ist in

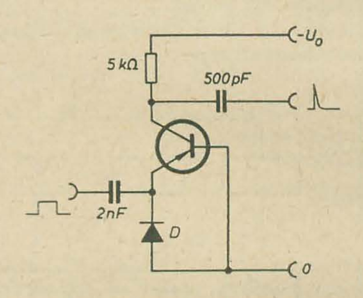



**Bild 6: Schaltung zur Erzeugung von kurzen, steilen Impulsen**

der Art der Ansteuerung begründet und muß möglichst klein gehalten werden, da sie die maximale Zählfrequenz herabsetzt.

Um den Einfluß der absoluten Größe des Kollektorstromes auf das Schalt- und Temperaturverhalten des Zählers übersehen zu können, wurden zwei fünfstufige Zähler für unterschiedliche Kollektorströme ausgelegt und gegenübergestellt. Die Dimensionierung erfolgte nach den angegebenen Hinweisen. Benutzt wurden Transistoren des Typs OC 813 mit einem $\overline{\beta} \geq 80$.

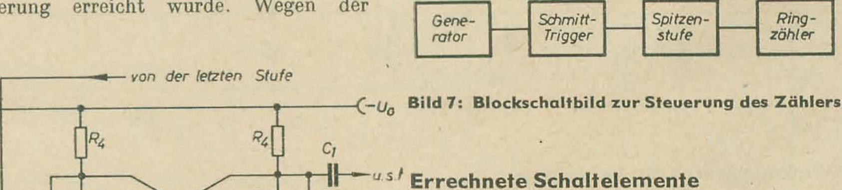



**Bild 7: Blockschaltbild zur Steuerung des Zählers**

### Errechnete Schaltelemente

| | $I_{C\,max} = 4$ mA | $I_{C\,max} = 10$ mA |
|---|---|---|
| $R_3$ | 80 kΩ | 80 kΩ |
| $R_4$ | 2,5 kΩ | 1 kΩ |
| $R_5$ | 10 kΩ | 6 kΩ |
| $R_6$ | 4 kΩ | 2 kΩ |
| $C_1$ | 1 nF | 3 nF |
| $C_2$ | 1 nF | 3 nF |
| $C_3$ | 500 $\mu$F | 500 $\mu$F |

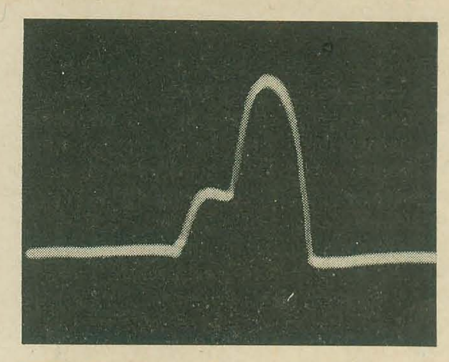


Bild 8: Steuerimpuls ($I_{C\,max} = 4$ mA)

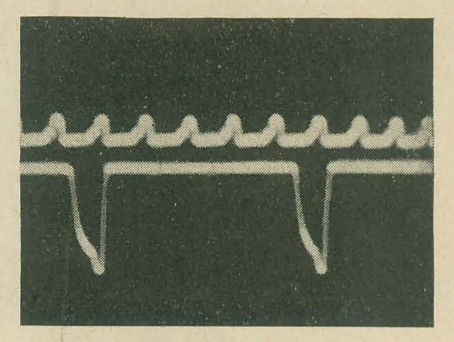


Bild 9: Zählfrequenzimpulse (160 kHz)

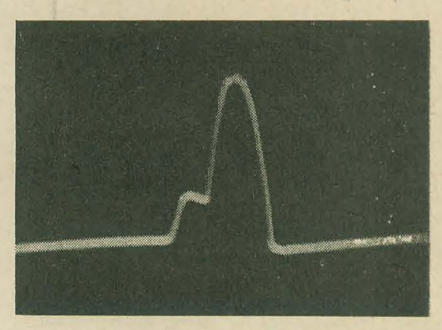


Bild 10: Steuerimpuls ($I_{C\,max} = 10$ mA)

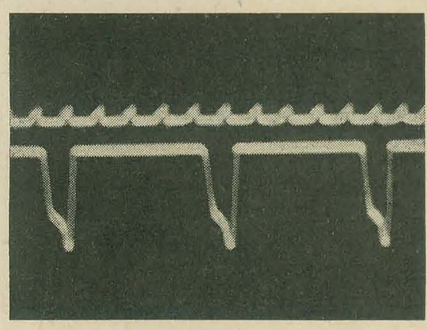


Bild 11: Zählfrequenzimpulse (140 kHz)

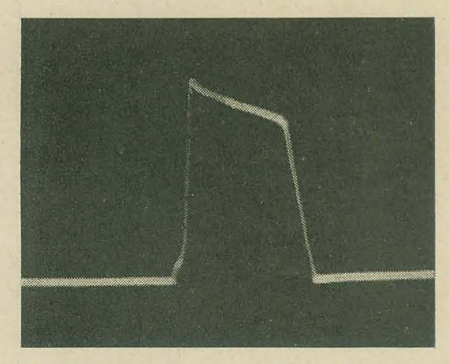


Bild 12: Steuerimpulse mit steiler Vorderflanke

Für die Emitterwiderstände $R_1$ und $R_2$ wurden Schichtdrehwiderstände benutzt, die nach günstigstem Impulsverhalten eingestellt wurden ($U_{E1} \approx U_{E2}$). Nach dem im Bild 7 angegebenen Blockschaltbild wurde der Zähler angesteuert.

Bild 8 zeigt den Steuerimpuls am Zähler ($I_{C\,max} = 4$ mA), wenn Trigger und Spitzenstufe mit einem OC 813 ausgestattet sind (Impulsbreite $t_i = 4\,\mu s$).

Die maximale Zählfrequenz des unbelasteten Zählers war dann 160 kHz (Bild 9).

Bild 10 zeigt den Steuerimpuls an dem für $I_{C\,max} = 10$ mA ausgelegten Zähler. Seine Amplitude war kleiner und die Impulsbreite $t_i$ betrug ebenfalls etwa $4\,\mu s$. Die geringere Amplitude ist auf die größere Belastung zurückzuführen. 140 kHz Schaltfrequenz wurden maximal erreicht (Bild 11). Die Verringerung der Zählfrequenz hat ihre Ursache einmal in der Veränderung des Steuerimpulses, zum anderen schalten Transistoren, die größere Kollektorströme führen, langsamer.

Nachdem die Transistoren OC 813 im Trigger, in der Spitzenstufe und als Steuertransistor durch Transistoren des Typs OC 871 ersetzt wurden, stieg die maximale Zählfrequenz auf 175 kHz bei $I_{C\,max} = 4$ mA bzw. auf 160 kHz bei $I_{C\,max} = 10$ mA.

Den dazugehörigen Steuerimpuls zeigt Bild 12, er hat eine Breite von $2\,\mu s$ und zeichnet sich durch eine sehr steile Vorderflanke aus.

Der Basiswiderstand $R_3$ des Steuertransistors sollte so bemessen werden, daß die Kollektor-Emitterspannung von $T_3$ wenig größer als die Kniespannung des Transistors ist. Ist $R_3$ zu klein, verringert sich die Zählfrequenz wegen der großen Sättigung; ist $R_3$ zu groß, neigt der Zähler zu Eigenschwingungen.

## Stufenzahl

Für dekadische Systeme muß ein Ringzähler mindestens zehn Stufen besitzen. Es wurde deshalb ein elfstufiger Zähler aufgebaut. Gegenüber einem gleichdimensionierten fünfstufigen Zähler wurden keine Veränderungen im Schaltverhalten festgestellt. Die praktische Grenze der Stufenzahl wird von der Größe des gemeinsamen Emitterwiderstandes der rechten Transistoren bestimmt und liegt bei etwa 20 Stufen.

## Die Belastbarkeit der Ringzählerstufen

Um die Schaltstabilität des Ringzählers bei Belastung an den Kollektoren der Transistoren erfassen zu können, wurde die jeweils unsicherste Stufe der Zähler nacheinander drei verschiedenen Belastungen ausgesetzt. Da der Kollektor des linken Transistors auch den Fortschaltimpuls liefert, ist der Zähler hier besonders empfindlich gegen Belastungen.

## Ohmsche Belastung

Bild 13 zeigt den Verlauf der maximalen möglichen Belastung über der Frequenz. Der für $I_{C\,max} = 4$ mA ausgelegte Zähler ist bei höherer Frequenz etwas empfindlicher als der für $I_{C\,max} = 10$ mA ausgelegte. Bei tieferen Frequenzen weisen beide die gleiche Stabilität auf.

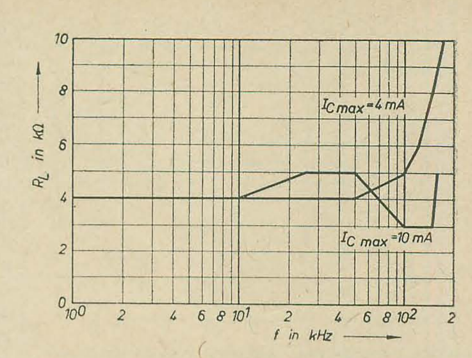



Bild 13: Verlauf der ohmschen Last über der Frequenz

## Kapazitive Belastung

Im Bild 14 ist der Verlauf der maximalen möglichen kapazitiven Belastung über der Frequenz dargestellt. Hier arbeitet der Zähler mit $I_{C\,max} = 10$ mA im ganzen betrachteten Bereich stabiler als der für $I_{C\,max} = 4$ mA ausgelegte.

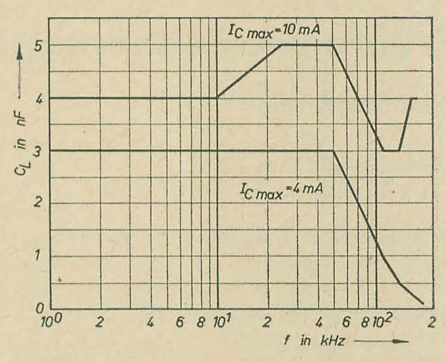



Bild 14: Verlauf der kapazitiven Last über der Frequenz

## Belastung durch Torschaltung

In diesem Falle wurde vom Zähler über eine Torschaltung ein Flip-Flop angesteuert. Dieser Belastungsfall entspricht den praktischen Bedingungen. Die Torschaltung und den Flip-Flop zeigt Bild 15.

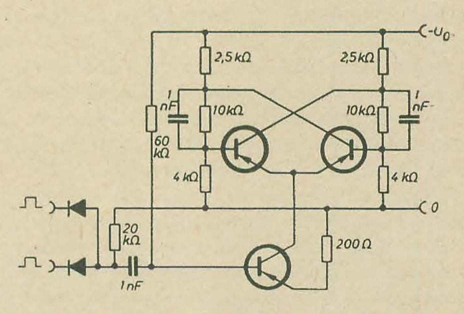



Bild 15: Torschaltung und am Emitter gesteuerter Flip-Flop

Bei dieser Art der Belastung arbeiten die Zähler bis zur Maximalfrequenz stabil, da die Steuerung über den Emittertransistor sehr leistungsarm erfolgt.

Bei einer Ansteuerung nach Bild 16 arbeitete der für $I_{C\,max} = 4$ mA ausgelegte Zähler bis 140 kHz stabil und der für $I_{C\,max} = 10$ mA ausgelegte bis zur maximalen Leerlauffrequenz von 160 kHz.

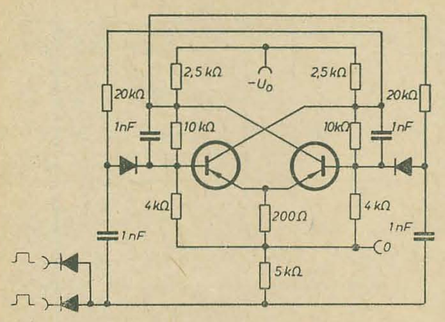



**Bild 16: Torschaltung und an der Basis gesteuerter Flip-Flop**

### Einfluß der Temperatur auf das Schaltverhalten

Es wurde ein Temperaturbereich von +20 °C bis +50 °C untersucht. Der Zähler war in diesem Fall mit der Schaltung nach Bild 16 belastet. Bis zu einer Temperatur von 40 °C stieg die obere Frequenzgrenze auf 160 kHz bei $I_{C\,max} = 4$ mA bzw. auf 180 kHz bei $I_{C\,max} = 10$ mA.

Der Anstieg resultiert aus der erhöhten Grenzfrequenz und der Vergrößerung der Stromverstärkung bei höheren Temperaturen. Über 40 °C sinkt die maximale Schaltgeschwindigkeit wieder, offensichtlich wird hier der Einfluß des erhöhten Reststromes wirksam. Die Frequenzgrenze des angeschalteten Flip-Flop sank mit steigender Temperatur bis auf 130 kHz bei + 50 °C. Die Ursache dieses Verhaltens ist der mit steigender Temperatur beträchtlich ansteigende Rückstrom der Dioden. Grundsätzlich waren die Zähler im betrachteten Bereich stabil, Eigenschwingungen traten nicht auf.

### Schluß

Die Ergebnisse, die mit den beiden Zählern erzielt wurden, zeigen, daß für höhere Kollektorströme ausgelegte Zähler stabiler arbeiten als leistungsschwächere. In bezug auf die Grenzfrequenz sind bei Belastung die leistungsstärkeren Zähler auch überlegen. Von Änderungen der Steuerimpulsform und der Temperatur wurden beide Zähler gleich beeinflußt. In den meisten praktischen Fällen (Stromverbrauch nicht so entscheidend) ist deshalb der leistungsstärkere Zähler vorzuziehen.

### Literatur

Valvo-Berichte Band IV, Heft 5

# Programmspeicherung bei elektronischen digitalen Serien-Rechenautomaten

ERHARDT SCHULTZE

Entsprechend der digitalen Serien-Rechenautomaten zugrunde liegenden Logik und Technik und der Darstellung der Zahlen sowie Befehle im Dualsystem, entweder „Impuls“ oder aber „kein Impuls“ — also „L“ oder „O“ — ist die Aufzeichnung von Informationen relativ einfach. Sie besteht lediglich aus den zwei möglichen Extremwerten ohne jegliche Zwischenvarianten. Die Amplitudengröße eines Ziffernimpulses ist also ohne jegliche mathematische Bedeutung. Diese Tatsache bedeutet eine wesentliche Vereinfachung in technischer Hinsicht.

Bei Rechenautomaten unterscheidet man zwei Arten von Speichern: innere Speicher und äußere Speicher. Die Anzahl der inneren Speicher ist durch die dem jeweiligen Automaten zugrunde liegenden Logik und Konstruktion festgelegt. Zu ihnen zählen die verschiedenen Schnellspeicher, Operationsspeicher und Hauptspeicher. Äußere Speicher hingegen sind in ihrer Zellenzahl zumeist variabel. Sie dienen vorwiegend zum Aufnehmen der in den Automaten einzugebenden Programme und Daten, ferner zur Erweiterung der Speicherkapazität der bereits genannten inneren Speicher sowie zur Ausgabe der Ergebnisse, sofern diese nicht mittels geeigneter Druckwerke gleich im Klartext ausgegeben werden sollen. Das wird man beispielsweise dann vermeiden, wenn die auszugebenden Werte späterhin als Ausgangsdaten für weitere Rechenoperationen dienen sollen. Es wird dadurch die Zeit zum Herstellen eines neuen Daten-Eingabestreifens eingespart.

Im folgenden soll nach kurzer Erwähnung einiger als äußerer Speicher geeigneter Medien eine ganz bestimmte Lösungsmöglichkeit eingehender betrachtet und untersucht werden.

Im allgemeinen scheiden als äußere Speichermedien Schaltungen von bistabilen Multivibratoren (Flip-Flop) aus, und zwar einmal wegen des zu großen elektronischen Aufwandes und zum anderen infolge der meistens bestehenden Forderung, daß das Speichermedium transportabel sein soll. Aus dem letzten Grund scheiden auch Magnetkernspeicher und Elektronenstrahlröhren aus. Diese genannten Speichermedien haben nur Bedeutung als innere Speicher, die fest in einen Automaten eingebaut sind. Als Informationsträger für äußere Speicher wurden bisher vorwiegend Lochkarten und Lochstreifen verwendet. Während sich hierbei zwar annehmbare Eingabegeschwindigkeiten z. B. bei fotoelektrischer Abtastung erzielen lassen, ist jedoch die Ausgabegeschwindigkeit, die sich erreichen läßt, nur unbefriedigend. Durch die bei der Ausgabe mechanisch zu beschleunigenden oder zu verzögernden großen Massen (z. B. die Lochstanzen, das ruckweise Fortbewegen der Lochkarte oder des Lochstreifens u. a. m.) und der damit verbundenen Massenträgheit sowie die Zerreiß- oder Bruchfestigkeit des Materials sind der größten erreichbaren Ausgabegeschwindigkeit natürliche Grenzen gesetzt. Diese Schwierigkeiten führten ganz zwangsläufig dazu, Magnettonband als Speichermedium zu verwenden. Dies ist um so naheliegender, da für die inneren Speicher der meisten ausgeführten elektronischen digitalen Rechenautomaten schnell laufende, mit Magnetit beschichtete Trommeln oder Scheiben eingesetzt werden, die sich sehr gut bewährten. Man könnte nun zwar annehmen, daß bei Verwendung von Magnetband die maximal erreichbare Aufzeichnungsgeschwindigkeit (entspricht der maximal erreichbaren Impulsfolgefrequenz) nur wegen des endlichen Auflösungsvermögens der Schicht von der Bandgeschwindigkeit und den elektrischen und mechanischen Daten der verwendeten Schreib- und Leseköpfe abhängig ist. Diese sind jedoch nicht die einzigen maßgebenden Faktoren. Es erhebt sich nämlich noch die Forderung nach kürzesten Start- und Stopzeiten für das Band, also ein rein mechanisches Problem mit allen seinen der Mechanik anhängenden Nachteilen, wie Massenträgheit, endliche Zerreiß- und Bruchfestigkeit der zu bewegenden Teile, Zerreißfestigkeit des Magnetbandes, um nur einige zu nennen. Sie stehen in einem festen Verhältnis zu der Bandgeschwindigkeit. Größere Bandgeschwindigkeiten erfordern auch größere Zeiten für den Start oder Stop des Bandes. Tritt ein Start bzw. Stop nur selten auf, ist also die ohne Unterbrechung ablaufende Bandlänge sehr groß, so geht die Start- und Stopzeit in die Gesamtzeit nur wenig ein, so daß an die Kürze der Start- und Stopzeit keine so harte Bedingungen gestellt werden müssen. Im Betrieb eines äußeren Speichers bei Rechenautomaten treten jedoch sehr viele Start's und Stop's auf, — vielfach nach jeder Informationslänge, — so daß durchaus der Fall eintreten kann und eintreten wird, daß es günstiger ist, die Start- und Stopzeiten auf Kosten der Bandgeschwindigkeit und damit der Impulsfolgefrequenz zu verringern. Ein Höchstmaß an erreichbarer Impulsfolgefrequenz bei gleichzeitigem Vermeiden der normalerweise bei den durch hohe Bandgeschwindigkeiten auftretenden langen Zeiten für Start und Stop ist zwar durch die unter der Bezeichnung „Ampex-Verfahren“ bekanntgewordenen Möglichkeit [s. auch radio und fernsehen 6 (1958) S. 194 ··· 196: Neuartige Informationsspeicherung auf Magnetband für programmgesteuerte elektronische Rechenautomaten] gegeben, doch ist hierzu ein zusätzlicher sehr großer elektronischer Aufwand erforderlich, der in den meisten Fällen aus ökonomischen Gründen nicht gerechtfertigt sein dürfte.

Ausgehend von der Tatsache, die sich technisch noch mit Sicherheit realisieren läßt, daß ein Impulsabstand auf dem Band von etwa 0,2 mm hinsichtlich des Aufzeichnungsvorganges und des Lesens möglich ist, ergibt sich die Impulsfolgefrequenz des Bandes $f_B$ in Abhängigkeit von der Bandgeschwindigkeit v, wenn der Impulsabstand auf dem Band mit $s_i$ bezeichnet wird:

$$f_B = \frac{v}{s_i} \quad \text{in} \quad \frac{mm}{mm \cdot s}$$

Bei einer Bandgeschwindigkeit $v = 19$ cm/s, die der üblichen Geschwindigkeit von Heimtonbandgeräten entspricht, ergibt sich beispielsweise eine Impulsfolgefrequenz

$$f_B = \frac{190}{0{,}2} = 950 \text{ Hz}$$

oder abgerundet 1 kHz. Eine Bandgeschwindigkeit von rund 20 cm/s stellt in bezug auf die anstrebbaren kürzesten Start- und Stopzeiten noch keine übermäßigen Anforderungen an die mechanische Konstruktion. Die vorher errechnete Impulsfolgefrequenz stellt für viele Fälle zwar schon ein annehmbares Ergebnis dar, doch das Bestreben geht dahin, möglichst noch schneller zu werden. Da bei der Impulsaufzeichnung im Gegensatz zur Tonaufzeichnung keinerlei Ansprüche an den Dynamikumfang gestellt werden, ist es also durchaus möglich, auf ein normales Tonband von 6,3 bzw. 6,5 mm Breite sechs Spuren nebeneinander aufzutragen. Vier dieser Spuren dienen dann zum Aufzeichnen jeweils einer aus vier Impulsen bestehenden Impulsgruppe (Tetrade genannt) nebeneinander. Der Inhalt einer Tetrade wird auf dem Band also nicht mehr in Serie, sondern parallel aufgezeichnet. Die fünfte Spur dient zum Auftragen von Sonderzeichen und die sechste Spur als Taktspur. Vorbedingung zu dieser Aufzeichnungsweise ist, daß im Automaten die einer Tetrade zugehörigen Impulse zur gleichen Zeit zur Verfügung stehen. Sie müssen im Automaten also beispielsweise in vier FF vorher gespeichert werden, um sie gleichzeitig entnehmen zu können. Bei gleicher Impulsfolgefrequenz auf dem Band von etwa 1 kHz (s. Beispiel), der Taktfrequenz, lassen sich so viermal mehr Impulse aufzeichnen, was einer scheinbaren Frequenz von 4 kHz entspricht. Sofern die Umlauffrequenz einer ganzen Informationslänge im Umlaufspeicher des Automaten groß gegenüber der Taktfrequenz des Bandes ist, kann auf die soeben erwähnten vier Speicher-FF verzichtet werden. Es genügt dann bereits die Verschiebung des Umlaufspeicherinhaltes um jeweils eine Tetrade nach der erfolgten Ausgabe der vorhergehenden Tetrade. Allerdings kann sich die Einsparung der vier Tetradenspeicher-FF beim späteren Lesevorgang nachteilig bemerkbar machen. Bei der Aufzeichnung auf das Band werden die vier Tetradenimpulse nämlich nicht gleichzeitig (also nicht parallel) aufgezeichnet, sondern im zeitlichen Abstand $t_i$ (entsprechend der Impulsfolgefrequenz des Automaten) zweier aufeinanderfolgender Impulse:

$$t_i = \frac{1}{f_A} \text{ in s},$$

wobei $f_A$ die Impulsfolgefrequenz des Automaten ist. Weiterhin treten jedoch Interferenzerscheinungen bei der Aufzeichnung auf, die dadurch hervorgerufen werden, daß die Taktfrequenz nicht synchron zur Informationsumlauffrequenz des Automaten ist. Wird die Aufzeichnungstaktfrequenz und damit die Bandgeschwindigkeit vom Automaten so gesteuert, daß die Informationsumlauffrequenz ein ganzzahliges Vielfaches der Taktfrequenz beträgt, so entfallen die o. a. störenden Interferenzerscheinungen. Der Impulsabstand $s_i$ auf dem Band hat dann einen konstanten Wert und entspricht damit den zu stellenden Forderungen, die sich für den Lesevorgang ergeben.

An die Qualität des Bandes müssen wesentlich strengere Forderungen gestellt werden, als dies bei Verwendung als Tonträger erforderlich ist. Das Band darf keine Störimpulse aufweisen, wie sie beispielsweise durch Einlagerung unmagnetischen Materials in die Schicht oder aber magnetischer Werkstoffe, die magnetisch „härter" als das zur Beschichtung verwendete Magnetit sind, hervorgerufen werden können. Bei Verwendung als Tonträger verursachen derartige Stellen vielfach ein bei der Wiedergabe akustisch nicht wahrnehmbares Störsignal. Als Informationsträger für Rechenautomaten hingegen verfälschen derartige Stellen den Informationsinhalt. Aus diesem Grund ist jedes Band vor dem Verwenden als Informationsträger in einer besonderen Prüfeinrichtung auf etwa vorhandene Störstellen zu untersuchen. Die stellen auf, so ist das Band brauchbar. Klebestellen des Bandes müssen mittels einer geeigneten Tastvorrichtung, die das Überlanfeu der Klebestellen auslöst, ausgetastet werden. Hierbei ist es zweckmäßig, die Austastvorrichtung so auszulegen, daß das zu schreibende Wort noch mit Sicherheit zu Ende geschrieben werden kann, bevor die Klebestelle sich unter dem Schreibkopf befindet. Es wird dadurch eine Unterbrechung mitten in der Information vermieden und das Überlaufen der Klebestelle fällt hierdurch zum Teil in den Schatten der Zeit, die vom Automaten zur Ausführung des am Wortende stehenden Sonderzeichens benötigt wird. Es sei im übrigen darauf hingewiesen, daß die Sonderzeichen, wie es bei einigen Automaten der Fall ist, natürlich auch am Wortanfang stehen können. Dies ist von der dem jeweiligen Automaten zugrunde liegenden Logik abhängig.

Von besonderer Bedeutung beim Verwenden von Magnetband als äußeres Speichermedium ist naturgemäß die Art der Schreibweise. Man kann den O-bit als negativ und den L-bit als positiven Impuls schreiben. Eine zusätzliche Taktspur ist dann auf dem Band nicht erforderlich. Ferner ist es möglich, nur den L-bit aufzuzeichnen, wobei jedoch eine Taktspur gleichfalls mit aufzuzeichnen ist, da sonst die Stellen, denen ein O-bit entspricht, nicht kenntlich sein würden. Es ist weiterhin möglich, wenn nur ein L-bit aufgezeichnet wird, diesen durch einen Impuls in positiver oder negativer Richtung aufzuzeichnen, wobei

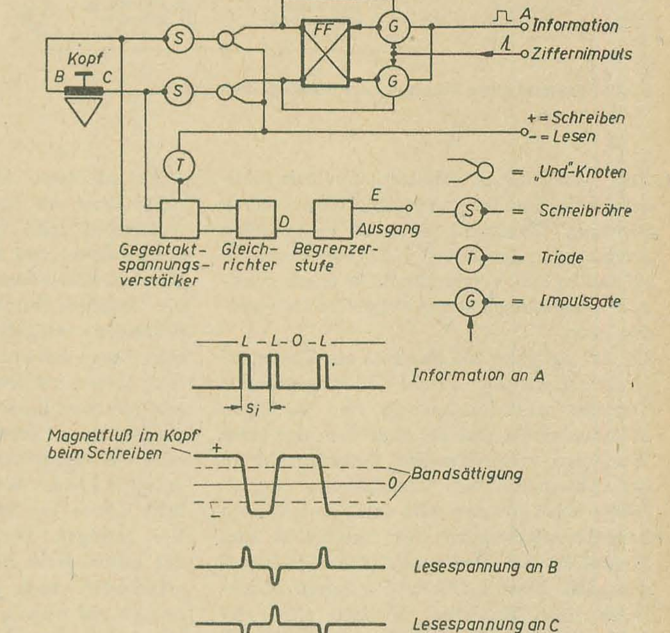



**Bild 1: Prinzipschaltung für Schreiben und Lesen mi dargestellten Vorgängen**

Prüfung kann dahingehend ausgelegt werden, daß das Band zunächst bis in die Sättigung vormagnetisiert und auf Störstellen hin „abgehört" wird. Anschließend wird dieser Vorgang wiederholt, wobei jedoch jetzt in entgegengesetzter Richtung mit schwächerem Feld so vormagnetisiert wird, daß das Band nicht bis in die Sättigung gelangt. Treten beim „Abhören" auch danach keine Stör-

die einmal gewählte Impulsrichtung dann beibehalten wird, oder aber das „Ohne-Rückkehr-zur-Null"-Verfahren anzuwenden. Dieses ist im Bild 1 schematisch dargestellt. Dieses „Ohne-Rückkehr-zur-Null"-Verfahren ermöglicht die größte Impulsdichte auf dem Band und ergibt beim Lesevorgang im Lesekopf die größte Flußänderung und damit die größte im Kopf induzierbare EMK. Die hierbei

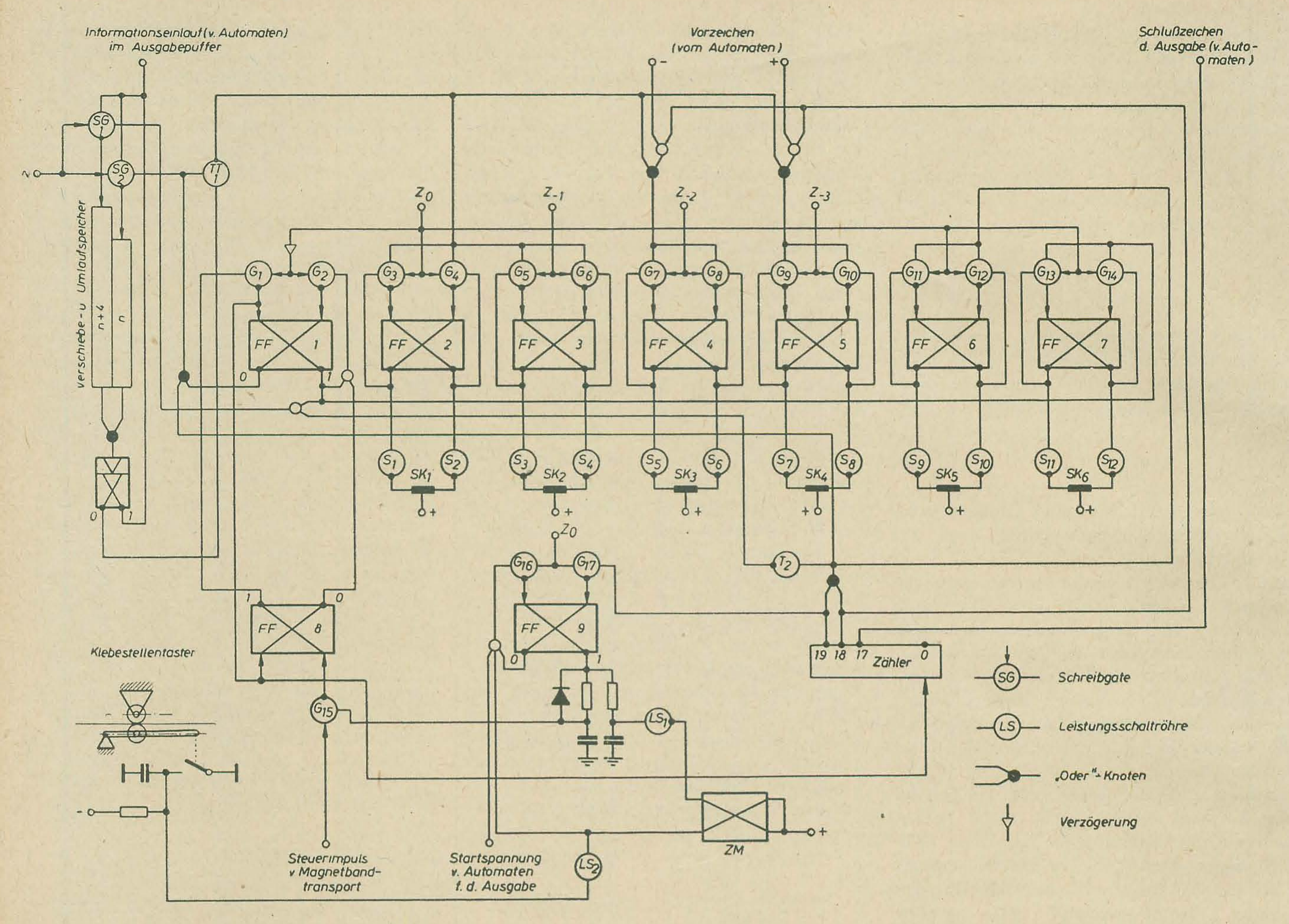



**Bild 2: Entwurf einer Schaltung zur Magnetbandausgabe**

stets vorhandene Gleichstromvormagnetisierung des Bandes in der einen oder anderen Richtung verursacht zwar einen größeren Rauschpegel, der jedoch völlig bedeutungslos ist und in den Verstärkerstufen durch geeignete Begrenzerschaltung weggeschnitten werden kann.

Bei der Ausgabe auf Band ist ein Zähler erforderlich, der die Anzahl der ausgegebenen Tetraden zählt (unabhängig vom jeweiligen Tetradeninhalt) und bei Erreichen der einer Wortlänge entsprechenden Tetradenzahl an den Automaten ein Schlußzeichen abgibt. Dieses Schlußzeichen gibt den nun geleerten Ausgabepufferspeicher des Automaten zum Einlauf des nächsten vom Automaten auszugebenden Wortes frei und bewirkt gleichzeitig einen Bandstop. Vielfach wird der Zähler so ausgelegt, daß er automatisch das auf das Band aufgezeichnete Wort noch mit ein oder zwei Sonderzeichen versieht. Bei einer Wortlänge von 18 Tetraden und zwei Sonderzeichen zählt der Zähler z. B. von 0 ··· 19. Es wird der Inhalt des Sonderzeichens der Zählerstellung 18 lediglich davon beeinflußt, ob die ausgegebene Zahl positiv oder negativ ist. Sie beinhaltet dann das Vorzeichen. Bei Text- oder Befehlsausgabe auf Band zeigt die Zählerstellung 18 stets positiven Inhalt an. Die Zählerstellung 19 besteht im vorgenannten Beispiel aus dem eigentlichen Schlußzeichen. Durch das Schlußzeichen wird gleichzeitig beim Schreiben ein etwas verzögerter Bandstop ausgelöst.

Beim nächsten Auftreten eines Bandausgabebefehls im inneren Befehlsablauf des Automaten wird zunächst der Bandablauf neu gestartet und über ein entsprechend der Bandanlaufzeit bemessenes Verzögerungsglied die Ausgabe freigegeben. Durch den beim Schreiben verzögerten Stop wird erreicht, daß beim Lesen der ersten Impulse einer Information keiner verloren geht. Stop und Start erfolgen beim Lesevorgang demzufolge unverzögert. Beim Schreiben muß gewährleistet sein, daß die zwischen zwei Worten liegende unbeschriebene Bandlänge größer ist, als die beim Lesen für Stop und Start benötigte. Bei geringen Bandgeschwindigkeiten liegt der durch diese Forderung bedingte Bandmehrbedarf noch in erträglichen Grenzen, so daß auf eine komplizierte Bandrücklaufsteuerung nur wegen der Bandeinsparung trotz der damit zwangsläufig verbundenen Verlustzeiten verzichtet werden kann.

Beim Lesevorgang ist es erforderlich, den Inhalt eines Aufzeichnungstaktes (eine Tetrade) zunächst in irgend einer Weise zu speichern, da Taktspur- und Speicherumlauffrequenz im Automaten nicht übereinstimmen. Wie schon erwähnt wurde, muß die Speicherumlauffrequenz des Automaten größer sein wie die Taktspurfrequenz. Letztere wird ein wenig verzögert, damit gesichert ist, daß sich bis zur Abgabe des Taktspurimpulses der Inhalt der vier Tetradenspuren in den vier Tetradenspeicher-FF garantiert vorher eingestellt hat. Der Taktspurimpuls zeigt also als Schlußimpuls an, daß die jeweilige Tetradenaufstellung beendet ist und bewirkt die Einnahme des Inhaltes der vier Tetraden-FF mittels der Ziffernimpulse des Automaten $Z_0 \cdots Z_{-3}$ durch den Automaten, wobei durch den Impuls $Z_{-3}$ der Tetraden- und der Taktspur-FF gelöscht wird.

Bei der Ausgabe auf Band wurde vorher gesagt, daß in Zählerstellung 18 das Vor- und in Zählerstellung 19 das Schlußzeichen geschrieben wird. Das bezieht sich aber nur auf die Ausgabe aus dem Automaten, bei der alle einer Wortlänge entsprechenden Tetraden plus zwei Sonderzeichen geschrieben werden. Wird jedoch ein Programmstreifen von Hand auf einer besonderen Einrichtung hergestellt, so müssen nicht alle 18 Tetraden tatsächlich geschrieben werden. Man beginnt mit dem Schreiben der ersten Tetrade, deren Inhalt ungleich Null ist unter Fortlassen aller vorhergehenden Tetraden, wenn deren Inhalt Null ist. Unerläßlich aber ist das Schreiben der beiden Sonderzeichen. Das letzte Sonderzeichen kennzeichnet das vorhergehende Wort entweder als Befehl oder aber Zahl. Das vorletzte Sonderzeichen gibt bei Zahlen an, ob diese positiv oder nagativ und mit welcher Zehnerpotenz sie zu multiplizieren sind. Bei Befehlen ist das vorletzte Sonderzeichen ein Kennzeichen dafür, ob die im Befehl enthaltene Adresse absolut oder aber relativ zum Inhalt eines durch das Kennzeichen bezeichneten Speichers ist. Bei einem Befehl wird bei der Eingabe die Befehlsadresse u. U.

also durch dieses Kennzeichen geändert. Durch das letzte Sonderzeichen wird der Bandlauf gestoppt. Nachdem der Eingabepufferspeicher des Automaten geleert und zur neuerlichen Aufnahme des nächsten auf dem Bande aufgezeichneten Wortes bereit ist, wird durch ein aus dem Automaten kommendes Schlußzeichen das Band wieder gestartet.
Für die Sonderzeichen stehen ausreichend Kombinationsmöglichkeiten zur Verfügung, so daß eine größere Zahl verschiedener Sonderzeichen unterschiedlicher Bedeutung kombiniert werden können. Es ist damit durchaus möglich, das im vorstehenden beschriebene Magnetbandspeicherprinzip speziell für die Daten-Ein- und Ausgabe den Gegebenheiten und Erfordernissen fast einer jeden Konstruktion eines digitalen programmgesteuerten Serienautomaten anzupassen.
Bild 1 zeigt das Prinzipschaltbild für das Schreiben und Bild 2 das Prinzipschaltbild für den Lesevorgang.
Zur Vorbereitung der Programmstreifen wird eine unabhängig vom Rechenautomaten arbeitende Einrichtung benötigt, die das Aufzeichnen der Information auf Band von Hand ermöglichen. Hierzu kann die Schreibvorrichtung nach dem Prinzipschaltbild Bild 1 dienen, jedoch in abgeänderter Form. Die mechanische Konstruktion muß derart geändert werden, daß das Band jeweils nach Aufschreiben einer Tetrade mechanisch um den auf dem Band vorgesehenen Impulsabstand $s_l$ fortbewegt wird. Das Band läuft also hierbei nicht kontinuierlich, sondern wird ruckweise jeweils um die Bandlänge $s_l$ fortbewegt und bleibt dann bis zur Aufzeichnung der nächsten Tetrade oder des nächsten Sonderzeichens stehen. Im Anschluß an das zweite Sonderzeichen wird das Band automatisch um eine etwas größere als dem Stop und Start entsprechende Strecke bzw. Länge fortbewegt. Während dieser Zeit ist eine Aufzeichnung durch eine vorgesehene Blockierung nicht möglich. Das Aufzeichnen der Information geschieht durch manuelle Betätigung der Tasten einer entsprechenden Tastatur. Die Programmschreibeinrichtung muß selbstverständlich auch eine Klebestellentastvorrichtung besitzen, durch die die Klebestellen automatisch überlaufen werden.
Weitere unabhängig vom Automaten arbeitende Einrichtungen sind ein Lesegerät (Bild 3) und ein Druckwerk, die es gestatten, die auf Magnetband ausgegebenen Daten zu dechiffrieren bzw. auszudrucken. Zu diesem Zweck muß die einer Wortlänge entsprechende Anzahl von bits in ein anderes geeignetes Speichermedium umgespeichert werden. Röhrenspeicher scheiden hierbei im allgemeinen wegen des erforderlichen Umfanges und der daraus resultierenden Kosten aus, so daß zweckmäßiger eine Speichermatrix aus Magnetkernen bestehen soll. Aus dieser Speichermatrix kann dann jederzeit ausgelesen oder ausgedruckt werden. Von dieser Möglichkeit der Datenausgabe wird man immer dann Gebrauch machen, wenn ein kostspieliges schnelldruckendes Druckwerk (z. B. Zeilendrucker) für viele Fälle zwar erwünscht und auch erforderlich ist, aber nicht stets und generell vom Automaten verlangt wird. Maßgebend für die Überlegungen und die Entscheidung, ob ein sehr schnell arbeitendes Druckwerk benötigt wird, oder ob gegebenenfalls auch auf dem Umweg über Magnetband ausgegeben werden kann, sind die Art und Eigenschaft der auf dem Automaten vorwiegend zu behandelnden mathematischen Probleme. Diese sind mehr oder weniger überhaupt bestimmend auch dafür, ob eine Magnetband-Ein- und Ausgabe-Vorrichtung erforderlich oder vielleicht eine Lochkarten- oder Lochstreifen-Ein- und Ausgabe-Vorrichtung zweckmäßiger ist. Es ist selbstverständlich, daß bei einem sehr langsam arbeitenden Rechenautomaten, der die auszugebenden Daten nur in großen Zeitabständen liefern kann, kein Schnelldrucker und auch keine Magnetbandausgabevorrichtung erforderlich sind. Auch eine schnellarbeitende Eingabevorrichtung erübrigt sich dann, da ein derartiger Automat auch nur eine langsamere Dateneingabe erfordert. Ein- und Ausgabevorrichtung müssen sinnvoll der Arbeitsgeschwindigkeit des Automaten angepaßt sein.

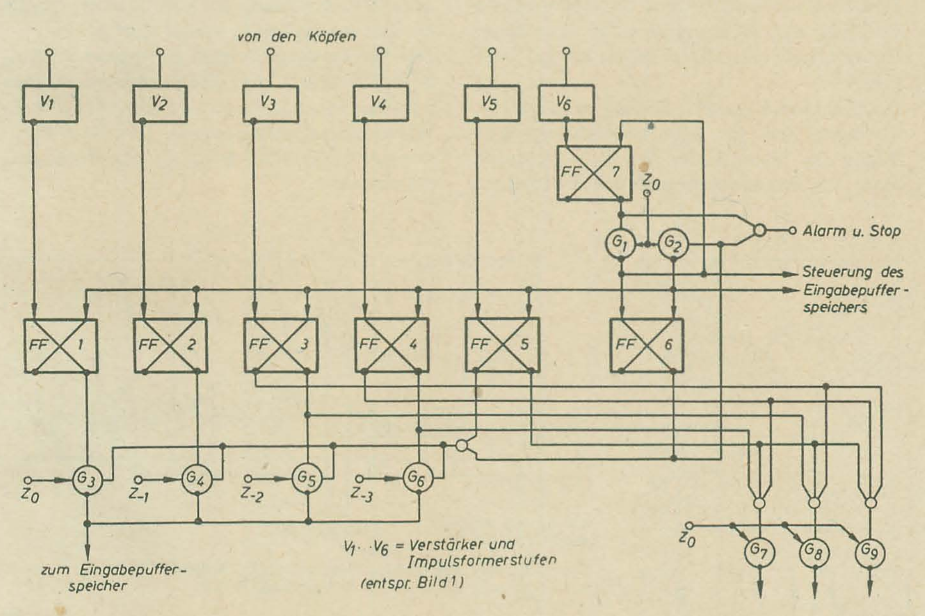



**Bild 3: Prinzipschaltung einer Leseeinrichtung**


### Zusammenfassung

Es wurde eine Möglichkeit eines äußeren Speichers zur Daten-Ein- und Ausgabe für elektronische programmgesteuerte digitale Rechenautomaten betrachtet, die bei Vermeidung zu hoher Bandgeschwindigkeiten und der damit verbundenen mechanischen Schwierigkeiten bezüglich Konstruktion sowie Bruch- und Verschleißfestigkeit des Materials eine für viele Belange ausreichende Ein- und Ausgabegeschwindigkeit gewährleistet.


### Ergänzung zum Beitrag „Gegentaktverstärker in Ultralinearschaltung" in radio und fernsehen 7 (1962) S. 201

In der Wickelvorschrift für den Ausgangsübertrager ($\ddot{U}_1$) auf S. 204 sind die Wicklungen II, IV, VII und IX nicht wie angegeben, sondern entsprechend dem sekundären Anpassungswiderstand nach folgender Tabelle zu dimensionieren, so daß alle vier Sekundärwicklungen jeweils die gleiche Windungszahl und den gleichen Drahtdurchmesser haben.

| Anpassungswiderstand in Ω | Windungszahl je Wicklung | Drahtdurchmesser je Wicklung (CuL) in mm |
|---|---|---|
| 4 | 28 | 0,85 |
| 5 | 33 | 0,80 |
| 6 | 36 | 0,75 |
| 8 | 39 | 0,70 |

## Eine Maschine zum Entwerfen von Relais-Schaltungskreisen

Im Labor „Systeme zur Verarbeitung von Informationen" der sowjetischen Akademie der Wissenschaften wurde eine Maschine zum Entwerfen von Schaltungskreisen, die als Grundschaltelemente Relais enthalten, entwickelt. Diese Maschine ist eine weitere Entwicklungsstufe der Maschine, die im Jahre 1957 entwickelt wurde und auf der Weltausstellung in Brüssel den Grand Prix erhielt. Die neue Entwicklung verkürzt die Zeit zum Entwerfen der Relaisschaltungen von etlichen hundert Stunden Menschenarbeit auf wenige Minuten.
Die Maschine bestimmt die Relaiszahl, die Betriebsart und die beste Variante in bezug auf die Zuverlässigkeit. Die weiteren Entwicklungsarbeiten sind auf eine ähnliche Anlage gerichtet, die zum Entwerfen von Schaltungskreisen mit elektronischen Relais dienen soll.

# Zusatzgeräte zur automatischen Registrierung der Meßergebnisse für die Vakutronik-Strahlungsmeßplätze VA-G-20 und VA-M-15

*Dipl.-Ing.* CLAUS KAUFMANN

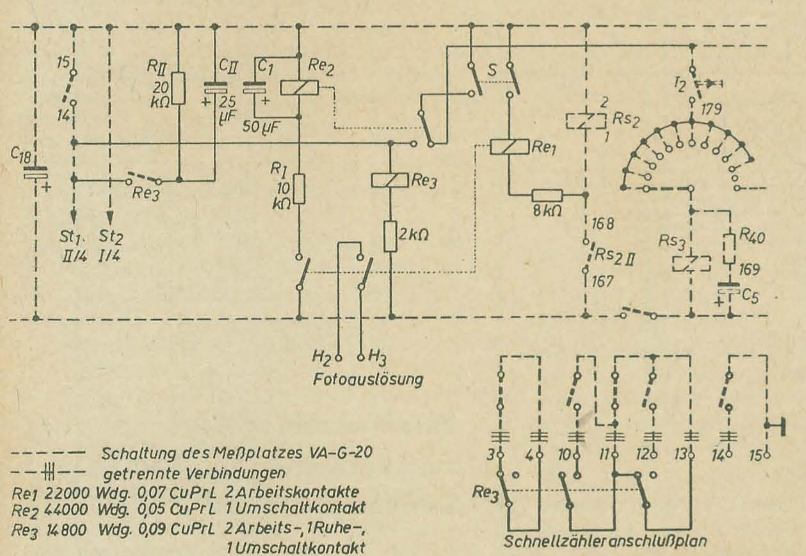
*Mitteilung aus dem Zentralinstitut für Kernphysik, Rossendorf bei Dresden, Bereich Physik der Atomkerne*

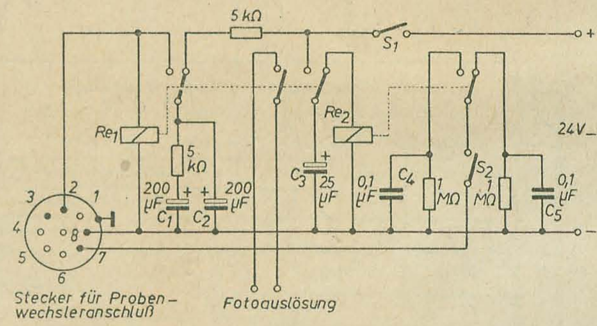
*Im folgenden werden einfache Zusatzgeräte für die automatische Zeitregistrierung bei den Meßplätzen VA-G-20 und VA-M-15 des VEB Vakutronik, Dresden, beschrieben. Die Registrierung der Meßzeit erfolgt entweder mit einem Fotoapparat, dessen Verschluß durch die Zusatzgeräte ausgelöst wird, oder mit einem Linienschreiber. Die Geräte verringern erheblich den Aufwand an Zeit und Personal bei der Messung von Zerfallskurven radioaktiver Substanzen.*

Die Messung der Zerfallskurve einer radioaktiven Substanz mit den Meßplätzen VA-G-20 und VA-M-15 des VEB Vakutronik, Dresden, erfordert einen hohen Aufwand an Zeit und Personal, besonders wenn ein Gemisch von Radionukliden mit wenig voneinander abweichenden Halbwertszeiten zu untersuchen ist. Durch einfache Zusatzgeräte kann dieser Aufwand bedeutend verringert werden. Dabei arbeitet man mit der Impulsvorwahl der Meßplätze und fotografiert die Stoppuhren. Die Kamera muß einen Motor für den Filmtransport besitzen. Wir verwenden eine Praktina mit Aufzugsmotor. Der Verschluß des Fotoapparates wird elektrisch ausgelöst. Das Zusatzgerät betätigt nach dem Stoppen des Zählvorganges den Verschluß aus. Weiter schaltet Re$_1$ das aus R$_I$ und C$_1$ gebildete Zeitkonstantenglied ein, in dessen Kreis das Relais Re$_2$ liegt. Dieses spricht dadurch um etwa drei Sekunden verzögert an. Der Arbeitskontakt von Re$_2$ betätigt Relais Re$_3$, das über C$_{II}$, R$_{II}$ einen kurzen Impuls an das Zählgerät zur Nullstellung abgibt. Dadurch wird jetzt Re$_1$ stromlos, es fällt ab und unterbricht den Stromkreis für Re$_2$. Nach dem Entladen von C$_1$ fällt nach etwa zwei Sekunden auch Re$_2$ ab und gibt dabei über seinen Ruhekontakt einen Startimpuls an das Zählgerät.

Die Wahl von R$_I$ und C$_1$ erfolgt gemäß der notwendigen Zeit für eine einwandfreie Auslösung des Verschlusses des Fotoapparates. Auch bei Handbetrieb wird die Nullstellung apparates einwandfrei ausgelöst wird. Dabei wird durch einen Arbeitskontakt am Relais Re$_1$ der Kondensator C$_3$ aufgeladen. Nach etwa drei Sekunden fällt Re$_1$ ab und C$_3$ wird über Relais Re$_2$ entladen. Dabei zieht Re$_2$ an und C$_4$ wird an die Steuerleitung des Meßplatzes geschaltet. Durch die Aufladung von C$_4$ wird ein Impuls an das Zählgerät abgegeben, der es auf Null schaltet. Beim Abfall von Re$_2$ nach etwa 0,5 Sekunden gibt C$_5$ einen Impuls ab, der den Meßplatz wieder startet.

Die Widerstände sorgen für passende Auf- und Entladung der Kondensatoren. Öffnet man den Schalter S$_2$, so wird die automatische Wiederholung unterbrochen, aber beim Stoppen des Meßplatzes trotzdem der Fotoapparat ausgelöst.




Re$_1$: 33000 Wdg., 0,06 CuPrL, 7,5 kΩ 2 Umschalt-, 1 Arbeitskontakt
Re$_2$: 44000 Wdg. 0,05 CuPrL, 14 kΩ 1 Umschaltkontakt

**Bild 2: Schaltbild des Zusatzgerätes zur automatischen Zeitregistrierung für den Meßplatz VA-M-15 des VEB Vakutronik**

**Bild 1: Schaltbild des Zusatzgerätes zur automatischen Zeitregistrierung für den Meßplatz VA-G-20 des VEB Vakutronik**

des Fotoapparates, schaltet das Zählgerät auf Null und dann wieder auf Start. Zur sicheren Auswertung längerer Meßzeiten ist es angebracht, eine Taschenuhr neben der Stoppuhr zu fotografieren, da die eingebauten Stoppuhren der Meßplätze eine Kapazität von nur 30 Minuten besitzen.

Für den Meßplatz VA-G-20 wird der Zusatz am günstigsten in das Gehäuse eingebaut. Die Schaltung ist im Bild 1 dargestellt. Deren Funktion ist im einzelnen folgende:

Bei geöffnetem Schalter S wird der Meßplatz wie sonst üblich benutzt. Zur automatischen Messung wird nach dem Start des Meßplatzes der Schalter S geschlossen. Dabei ist der Meßplatz auf Impulsvorwahl eingestellt. Sobald diese den Zählvorgang stoppt, zieht Relais Re$_1$ an und löst den Verschluß des Fotoapparates der Zähler durch das Relais Re$_3$ bewirkt, das in diesem Falle durch die Nulltaste am Schnellzähler betätigt wird.

Für den Meßplatz VA-M-15 ist eine einfachere Ausführung des Zusatzgerätes möglich. Es besitzt ein eigenes Gehäuse und wird an die Buchse für den Probenwechsler angeschlossen. Die Wirkungsweise des Zusatzgerätes zeigt Bild 2.

Bei geöffneten Schaltern S$_1$ und S$_2$ wird der Meßplatz wie üblich von Hand gesteuert. Zur automatischen Messung werden beide Schalter geschlossen, die Impulsvorwahl eingestellt und der Meßplatz von Hand gestartet. Beim Stoppen erhält Relais Re$_1$ einen kurzen Impuls und die Fotoauslösung wird betätigt. Die Kondensatoren C$_1$ und C$_2$ verlängern diesen Impuls, so daß der Verschluß des Fotoapparates einwandfrei ausgelöst wird.

Bei Meßzeiten größer als etwa 30 Minuten kann man statt des Fotoapparates auch einen Linienschreiber zum Registrieren der Zeit benutzen. Mit dem Schaltkontakt von Re$_1$ für die Fotoauslösung wird dabei ein Spannungs- oder Stromimpuls auf den Schreiber gegeben. Die Genauigkeit der Messung hängt von der Genauigkeit des Papiervorschubs und der möglichen Papiergeschwindigkeit ab. Gibt man eine modulierte Speisespannung ständig auf den Schreiber und unterbricht diese Spannung mit dem Auslösekontakt, so kann man bei gleicher Ablesegenauigkeit den Papiervorschub bis auf etwa $^1/_{10}$ verringern. Ein Nachteil der Methode ist der beim Abklingen der Aktivität der Strahler ständig steigende Papierverbrauch pro Meßpunkt.

## AUS UNSERER VERLAGSPRODUKTION

### Neuerscheinungen des VEB Verlag Technik April 1962

J. Kammerloher

**Elektrotechnik des Funktechnikers**

Bd. I Gleichstrom
4. verb. u. erw. Aufl. 14,7 × 21,5 cm
244 S., 156 Bilder, Kunstl. 10,50 DM

J. Kammerloher

**Elektrotechnik des Funktechnikers**

Bd. II Wechselstrom
4. verb. u. erw. Aufl. 14,7 × 21,5 cm
360 S., 235 Bilder, Kunstl. 12,80 DM

Prof. B. M. Mordowin

**Berechnung und Konstruktion polygraphischer Maschinen**

Bd. I Buchbindereimaschinen
14,7 × 21,5 cm 448 S., 221 Bilder
mit Anhang Buchbindereimaschinen aus der DDR
Kunstl. 45.— DM
Übersetzung aus dem Russischen

Ing. Gerhard Quosdorf

**Für den Gabelstaplerführer**

Praktische Anleitungen und theoretische Grundlagen zur Bedienung und Wartung von Gabelstaplern
3. überarbeitete Aufl. 14,7 × 21,5 cm
128 S., 2 Beilagen, 96 Bilder, Halbleinen 5,— DM

A. B. Joffe

**Elektrische Lokomotivantriebe**

Theorie, Konstruktion, Projektierung
16,7 × 24,0 cm
384 S., zaglreiche Bilder und Tafeln, Kunstl. 49,— DM
Übersetzung aus dem Russischen

Dr. Werner Tiedemann

**Werkstoffe für die Elektrotechnik**

Bd. I Metallische Werkstoffe
3. überarbeitete Aufl. 16,7 × 24,0 cm
234 S., 140 Bilder, Kunstl. 12,80 DM

Prof. Dr. Alfred Recknagel

**Physik — Optik**

14,7 × 21,5 cm, 320 S., 288 Bilder, Kunstl. 16,— DM

M. A. Michejew

**Grundlagen der Wärmeübertragung**

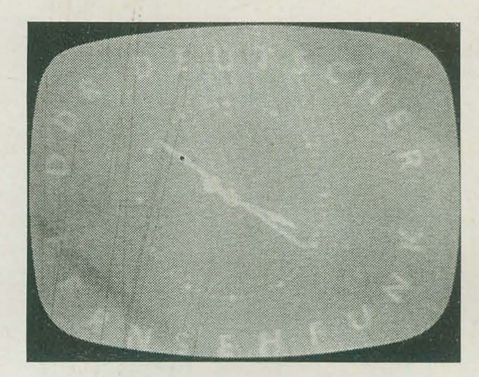
16,7 × 24,0 cm, 376 Seiten, 222 Bilder, 37 Tafeln
Kunstl. 28,— DM
Übersetzung aus dem Russischen





# Fernsehbildfehler I

*Zusammengestellt von KARL-HEINZ FINKE*



**Fehler**
Schwaches Bild, Ton rauscht

**Ursache**
Empfänger bekommt kein ausreichendes Signal

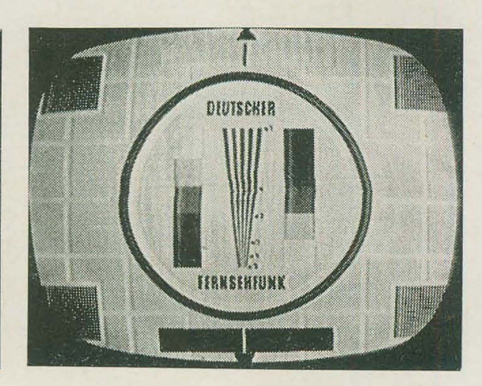
**Fehlerbeseitigung**
Antenne überprüfen, Vorstufe untersuchen




**Fehler**
Wellenlinien durchziehen das Bild (Moiré)

**Ursache**
HF-Störungen

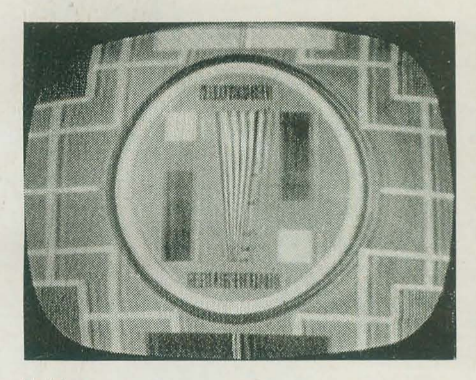
**Fehlerbeseitigung**
Antenne verändern. Falls Diathermiegeräte stören, muß der Besitzer diese entstören lassen



**Fehler**
Konturen sind stark überbetont (Plastik, Überschwingen)

**Ursache**
Oszillator oder Bild-ZF sind falsch abgestimmt

**Fehlerbeseitigung**
Abgleich kontrollieren, nachgleichen



**Fehler**
Bilder doppelt

**Ursache**
Geisterbild durch Reflexion

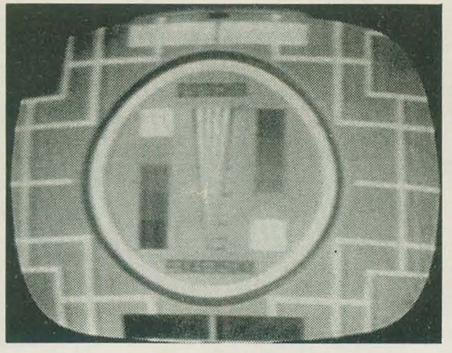
**Fehlerbeseitigung**
Antenne überprüfen



**Fehler**
Weiße Punkte im Bild, Knattern im Ton

**Ursache**
Störungen von Elektro- oder Kraftfahrzeugmotoren

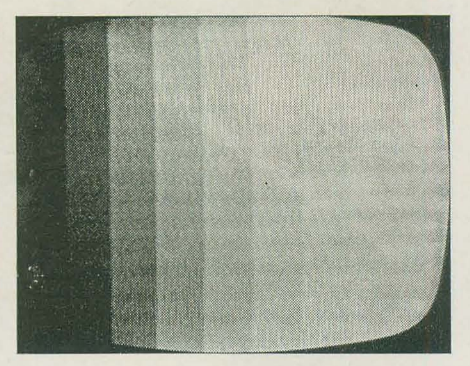
**Fehlerbeseitigung**
Elektromotoren entstören
Gegen Zündstörungen hilft: Antenne von Straßenfront entfernen, abgeschirmtes Kabel und stärkere Antenne verwenden, die weniger von unten aufnimmt.



**Fehler**
Bild unscharf

**Ursache**
a) Oszillator steht falsch
b) Fokussierung ist schlecht
c) Bildröhre ist defekt
d) ZF-Durchlaßkurve stimmt nicht

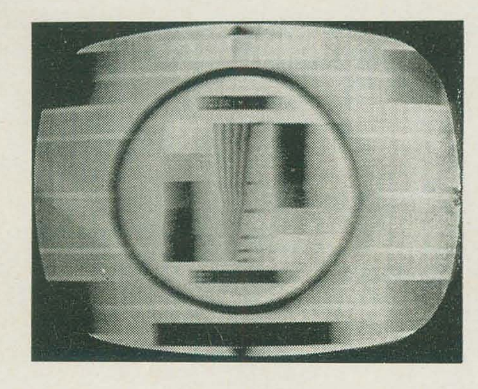
**Fehlerbeseitigung**
a) Nachstimmen; bei der Überprüfung Feinabstimmung durchdrehen, bis Tonstreifen sichtbar werden
b) Fokussierung (Magnet bzw. Regler) nachstellen, bis Raster deutlich sichtbar wird
c) Wenn Fokussierung in Ordnung und Bildröhrenspannung normal sind, ist die Bildröhre defekt
d) Bild-ZF nachstimmen



**Fehler**
Waagerechte, dunkle Linien schwanken im Tonrhythmus (Tonstreifen)

**Ursache**
a) Oszillator steht falsch, b) Siebung defekt

**Fehlerbeseitigung**
a) Kontrolle des Oszillatorabgleiches
b) Treten diese Streifen nur bei großen Lautstärke auf, so ist ein Elko im Tonteil defekt, selten die Tonendröhre



◄

**Fehler**
Bild ist verwaschen (Fahnenbildung)

**Ursache**
Die hohen Frequenzen fehlen

**Fehlerbeseitigung**
Kontrolle der Videodrosseln